

Přímé řízení momentu asynchronního motoru s využitím Depenbrockovy metody

Direct Torque Control of Induction Motor using Depenbrock
Method

Bc. Štěpán Kirschner

Diplomová práce

Vedoucí práce: doc. Ing. Martin Kuchař, Ph.D.

Ostrava, 2021

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá problematikou jednoho z moderních způsobů řízení střídavých strojů, přímým řízením momentu. V rámci práce je teoreticky rozebrán tento způsob řízení asynchronních motorů včetně bližšího popisu využitelných metod, dále je pak srovnáno přímé řízení momentu s vektorovým řízením, jeho výhody a nevýhody. Následně je proveden návrh a funkční popis řídicího algoritmu v jazyce C pro Depenbrockovu metodu přímého řízení momentu a implementace tohoto algoritmu do řídicího systému s digitálním signálovým procesorem typu TMS320F28335. V neposlední řadě je navrženo a popsáno uživatelské rozhraní, vytvářené v programu LabView, určené pro ovládání tohoto řídicího algoritmu, respektive celého pohonu. Funkčnost algoritmu i uživatelského rozhraní je na závěr práce ověřena pomocí laboratorního měření na skutečném asynchronním motoru. Hlavní součástí tohoto měření je ověření funkčnosti řídicího algoritmu a uživatelského rozhraní při různých stavech chodu motoru.

Klíčová slova

Přímé řízení momentu, Depenbrockova metoda, digitální signálový procesor, uživatelské rozhraní, asynchronní motor, LabView

Abstract

This thesis deals with the issue of one of the modern ways of driving AC machines, direct torque control. The work theoretically analyses this way of controlling induction engines, including a more detailed description of usable methods, then compares direct torque control with vector control, its advantages and disadvantages. The design and functional description of the control algorithm in C language for the Depenbrock method of direct torque control and implementation of this algorithm into the control system with a digital signal processor type TMS320F28335 is then performed. Last but not least, the user interface, created in LabView, designed to control this control algorithm and the entire drive, respectively, is designed and described. At the end of the work, the functionality of both the algorithm and the user interface is verified using laboratory measurements on the actual induction engine. The main part of this measurement is the verification of the functionality of the control algorithm and the user interface at various engine running conditions.

Key Words

Direct Torque Control, Depenbrock Method, Digital Signal Processor, User Interface, Induction Motor, LabView

Poděkování

Zde bych rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce, panu doc. Ing. Martinu Kuchařovi, Ph.D., za poskytnutý čas a odborné rady při tvorbě a testování této práce a dále bych chtěl poděkovat i panu Ing. Martinu Sobkovi, Ph.D., za odbornou pomoc při jejím softwarovém řešení. Také chci poděkovat své rodině za velkou podporu během mého studia.

Obsah

Obsah.....	4
Seznam použitých symbolů	6
Seznam použitých zkratek	7
Seznam ilustrací.....	8
Seznam tabulek	10
Úvod	11
1. Přímé řízení momentu.....	12
1.1. Depenbrockova metoda (D-DTC)	14
1.2. Další metody přímého řízení momentu	18
1.2.1. Takahashiho metoda (T-DTC)	18
1.2.2. Metoda s přímým výpočtem vektoru napětí (PVN-DTC).....	20
1.2.3. Modifikovaná Takahashiho metoda (M-DTC)	21
1.2.4. 12-ti sektorová metoda (12-DTC)	22
1.2.5. Metoda přímého řízení momentu s SVPWM (PWM-DTC)	23
2. Srovnání metod přímého řízení momentu a vektorového řízení asynchronního motoru	24
2.1. Nabuzování asynchronního motoru při přímém řízení momentu	25
2.2. Reverzace asynchronního motoru při přímém řízení momentu	26
3. Programové vybavení řídicího systému pro Depenbrockovu metodu přímého řízení momentu	28
3.1. Popis hlavního programu	28
3.1.1. Hlavní část kódu	28
3.1.2. Přerušení od PWM modulu	30
3.1.3. Přerušení od A/D převodníku	31
3.2. Popis použitých podprogramů	34
3.2.1. Vyhodnocení sektoru.....	34
3.2.2. Výběr vektorů a Výběr aktivních vektorů	35
3.2.3. Nastavení vektoru	37
3.2.4. Rekonstrukce napětí.....	37
4. Uživatelské rozhraní v programu LabView	38
4.1. Funkce jednotlivých částí rozhraní	38
4.2. Vizuální podoba uživatelského rozhraní.....	42
5. Popis měřicího stanoviště.....	43
5.1. Parametry použitého asynchronního motoru	44
5.1.1. Parametry pracovního mechanismu	44
5.2. Parametry použitého měniče	45

5.3. Parametry použitého řídicího systému	46
6. Praktické ověření funkčnosti navrženého řídicího algoritmu.....	48
6.1. Rozběh motoru.....	48
6.2. Reverzace motoru	51
6.3. Ustálený stav – rozkmit momentu	53
6.4. Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku	57
Závěr	60
Seznam použité literatury	61
Seznam příloh.....	62

Seznam použitých symbolů

f_{Vz}	[Hz]	Vzorkovací frekvence
i_{1a}	[A]	Statorový proud fáze a motoru
i_{1b}	[A]	Statorový proud fáze b motoru
$i_{1\alpha}$	[A]	Reálná složka vektoru statorového proudu
$i_{1\beta}$	[A]	Imaginární složka vektoru statorového proudu
M_{out}	[Nm]	Skutečný moment motoru
M_z	[Nm]	Žádaný moment motoru
p_p	[-]	Počet pólových párů asynchronního motoru
R_s	[Ω]	Odpor statorového vinutí
S_T	[-]	Požadavek na zvýšení/snížení momentu
$u_{1\alpha}$	[V]	Reálná složka vektoru statorového napětí
$u_{1\beta}$	[V]	Imaginární složka vektoru statorového napětí
U_d	[V]	Napětí v meziobvodu
u_{1a}	[V]	Statorové napětí na fázi a motoru
u_{1b}	[V]	Statorové napětí na fázi b motoru
u_{1c}	[V]	Statorové napětí na fázi c motoru
ψ_{1a}	[Wb]	Statorový magnetický tok fáze a
ψ_{1b}	[Wb]	Statorový magnetický tok fáze b
ψ_{1c}	[Wb]	Statorový magnetický tok fáze c
$\psi_{1\alpha}$	[Wb]	Reální složka vektoru statorového magnetického toku
$\psi_{1\beta}$	[Wb]	Imaginární složka vektoru statorového magnetického toku
ψ_z	[Wb]	Žádaná hodnota statorového magnetického toku

Seznam použitých zkratk

12-DTC	12-ti sektorová metoda přímého řízení momentu
A/D	Převod analogové veličiny na digitální
CAN	Sériová sběrnice využívaná především v automotive průmyslu (Controller Area Network)
D/A	Převod digitální veličiny na analogovou
DTC	Přímé řízení momentu (Direct Torque Control)
D-DTC	Depenbrockova metoda přímého řízení momentu
FPU	Jednotka pro výpočty v plovoucí řádové čárce (Floating Point Unit)
GTO	Hradlem vypínaný tyristor (Gate Turn Off)
HMI	Rozhraní člověk-stroj (Human-Machine Interface)
I ² C	Sběrnice typu multi-master (Inter-Integrated Circuit)
IGBT	Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IO	Integrovaný obvod
JTAG	Standard pro programování Flash pamětí, procesorů (Joint Test Action Group)
M-DTC	Modifikovaná Takahashiho metoda přímého řízení momentu
PVN-DTC	Metoda přímého řízení momentu s přímým výpočtem vektoru napětí
PWM	Pulzně-šířková modulace (Pulse Width Modulation)
PWM-DTC	Metoda přímého řízení momentu s využitím pulzně-šířkové modulace
SPI	Sériové periferní rozhraní (Seriál Peripheral Interface)
SVPWM	Vektorová pulzně-šířková modulace (Space Vector Pulse Width Modulation)
T2/3	Transformace dvoufázového systému $[\alpha, \beta]$ do systému třífázového $[a, b, c]$
T3/2	Transformace třífázového systému $[a, b, c]$ do systému dvoufázového $[\alpha, \beta]$
T-DTC	Takahashiho metoda přímého řízení momentu
UART	Univerzální sériová sběrnice s asynchronním přenosem dat (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter)
USB	Univerzální sériová sběrnice (Universal Serial Bus)

Seznam ilustrací

Obr. 1: a) Principiální schéma měniče frekvence s napěťovým meziobvodem, b) napěťové vektory dosažitelné v tomto zapojení [1,2].....	12
Obr. 2: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle Depenbrockovy metody [1,2]	15
Obr. 3: Posloupnost spínání aktivních vektorů: a) kladný směr otáčení, b) záporný směr otáčení [2].	16
Obr. 4: Blokové schéma střídavého pohonu s Depenbrockovou metodou přímého řízení momentu [1,2]	17
Obr. 5: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle Takahashiho metody [1,2]	19
Obr. 6: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle metody s přímým výpočtem vektoru napětí [1,2]	20
Obr. 7: Rozložení sektorů pro Modifikovanou Takahashiho metodu [2]	21
Obr. 8: Rozložení sektorů pro dvanácti sektorovou metodu [2]	22
Obr. 9: Průběh reverzace při využití přímého řízení momentu [2]	26
Obr. 10: Vývojový diagram hlavní části programu	29
Obr. 11: Vývojový diagram obsluhy přerušení od PWM modulu.....	31
Obr. 12: Vývojový diagram obsluhy přerušení A/D převodníku.....	32
Obr. 13: Komunikační část HMI [4]	38
Obr. 14: Příkazová část HMI [4]	39
Obr. 15: Část HMI k ovládání D/A převodníku [4]	39
Obr. 16: Informační část HMI [4].....	40
Obr. 17: Zadávací část HMI pro moment [4].....	41
Obr. 18: Zadávací část HMI pro statorový magnetický tok [4].....	41
Obr. 19: Zadávací část HMI pro statorový odpor [4].....	41
Obr. 20: Uživatelské rozhraní v programu LabView [4].....	42
Obr. 21: Blokové schéma měřicího stanoviště	43
Obr. 22: Blokové schéma řídicího systému	47
Obr. 23: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	49
Obr. 24: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	49
Obr. 25: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, vypnutý algoritmus nabuzování motoru	50
Obr. 26: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 10 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	50
Obr. 27: Reverzace motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	52

Obr. 28: Reverzace motoru, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	52
Obr. 29: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 5 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm.....	53
Obr. 30: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm	54
Obr. 31: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm	54
Obr. 32: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm	55
Obr. 33: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm	55
Obr. 34: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm	56
Obr. 35: Rozběh motoru v kladném směru otáčení, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	57
Obr. 36: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku pro rozběh v kladném směru otáčení.....	58
Obr. 37: Rozběh motoru v záporném směru otáčení, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$	58
Obr. 38: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku pro rozběh v záporném směru otáčení.....	59

Seznam tabulek

Tab. 1: Napětí jednotlivých fází při dané spínací kombinaci [1,2].....	13
Tab. 2: Posloupnost spínání napěťových vektorů pro kladný směr otáčení [1,2].....	16
Tab. 3: Posloupnost spínání napěťových vektorů pro záporný směr otáčení [1,2].....	16
Tab. 4: Porovnání funkce napěťových vektorů v I. kvadrantu [2]	21
Tab. 5: Použitá spínací tabulka s použitím aktivních i nulových vektorů, kladný směr otáčení.....	35
Tab. 6: Použitá spínací tabulka s použitím aktivních i nulových vektorů, záporný směr otáčení	36
Tab. 7: Použitá spínací tabulka s použitím pouze aktivních vektorů, kladný směr otáčení	36
Tab. 8: Použitá spínací tabulka s použitím pouze aktivních vektorů, záporný směr otáčení	36
Tab. 9: Parametry asynchronního motoru	44
Tab. 10: Parametry stejnosměrného motoru – zátěže	45
Tab. 11: Srovnání rozkmitu momentu pro žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,5 Wb	56
Tab. 12: Srovnání rozkmitu momentu pro žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,87 Wb	56

Úvod

Elektromotory jsou jedním z nejvyžívanějších typů elektrických strojů. Mají nemalý podíl na celosvětové spotřebě elektrické energie. Jsou využívány v mnoha odvětvích dopravou počínaje, přes průmyslovou výrobu, až po využití v domácnostech, od těch největších výkonů, řádově v MW, až po ty nejmenší v řádech mW.

Pro takto rozšířený typ elektrického spotřebiče je však nutné zajistit i kvalitní způsob řízení. Dříve bylo pro asynchronní motory, jež vynikají svou konstrukcí například nad stejnosměrnými motory, hojně využíváno skalárního řízení, které však zajišťuje optimální chod motoru pouze v ustálených stavech. S rozvojem tranzistorových měničů a mikroprocesorové techniky bylo možné do praxe uvést i náročnější způsoby řízení střídavých motorů, především pak vektorové řízení a přímé řízení momentu, které jsou schopné zajistit optimální regulaci střídavých motorů i v přechodných dějích a maximalizovat tak jejich využitelnost. Tato práce se zabývá právě přímým řízením momentu a praktickou implementací jedné z jeho základních metod, Depenbrockovou metodou, do řídicího systému s digitálním signálovým procesorem typu TMS320F28335.

V první části práce je proveden teoretický rozbor samotné podstaty přímého řízení momentu, ve stručnosti jeho historie, dále pak jeho vlastnosti, způsoby realizace. Dále jsou popisovány jednotlivé metody tohoto způsobu řízení. Detailněji je pak popsána dále realizovaná metoda, tedy metoda Depenbrockova. Též je v rámci této teoretické části provedeno srovnání přímého řízení momentu a vektorového řízení, opět z hlediska historického i funkčního. Jsou zde rovněž rozepsány nejpodstatnější výhody a nevýhody těchto dvou způsobů řízení střídavých strojů, přesněji řečeno výhody a nevýhody přímého řízení momentu oproti řízení vektorovému. Dalšími zde rozebíranými jsou dvě témata, která je nutné při návrhu většiny metod přímého řízení momentu brát v potaz a správně je ošetřit – nabuzování motoru před rozběhem a reverzace motoru. Problematika ošetřování reverzace se však netýká například metody přímého řízení momentu s PWM (DTC-PWM).

Ve druhé části práce již probíhá návrh, respektive popis způsobu, jakým je navržen řídicí algoritmus pro žádanou funkci, tedy přímé řízení momentu asynchronního motoru Depenbrockovou metodou. Je zde popsáno programové vybavení, včetně použitých podprogramů a funkcí. V rámci této softwarově-návrhové části práce je představeno i uživatelské rozhraní, kterým jsou v reálném čase ovládány všechny potřebné parametry, tedy velikost žádaného momentu, statorového magnetického toku, požadavek na rozběh či reverzaci motoru, nebo také nabuzení motoru před rozběhem.

V poslední části práce jsou formou komentovaných snímků průběhů sledovaných veličin prezentovány výsledky praktického ověření funkčnosti navrženého algoritmu. Toto ověření je provedeno formou laboratorního měření pro různé stavy a různé vstupní parametry pohonu. Mezi sledované veličiny zde patří průběh jednoho z fázových proudů, a dále složky vektorů statorového magnetického toku a napětí, v neposlední řadě potom i moment motoru. Tyto veličiny jsou sledovány při rozběhu, reverzaci i ustáleném stavu. Posledním sledovaným prvkem je tvar trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku.

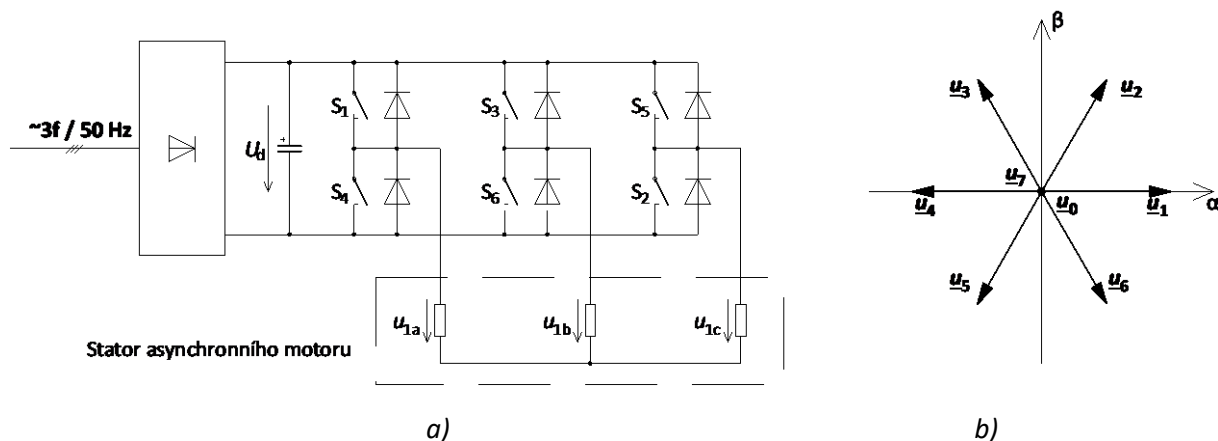
1. Přímé řízení momentu

Přímé řízení momentu (DTC) střídavých strojů, v tomto případě asynchronního motoru, patří, společně s metodou vektorového řízení, k pokročilejším způsobům řízení těchto strojů, zajišťujícím optimální chod v ustálených stavech i za přechodných dějů.

Historicky je tento způsob řízení pohonů novější než vektorové řízení, první metody byly vynalezeny během 80. let minulého století (Takahashi a Noguchi 1984, Depenbrock 1985). Proslaven byl především díky společnosti ABB, která jej dokázala implementovat do svého pohonného systému, protože tento pohon byl schopen pracovat i při téměř nulových otáčkách. Na základě tohoto je přímé řízení momentu považováno za nejnovější metodu řízení střídavých strojů vyvinutou společností ABB. [3]

Tento způsob řízení, používající transformaci z třífázového systému do statorového systému souřadnic $[\alpha, \beta]$, je založen na myšlence, že není regulován samotný vektor statorového proudu, respektive jeho momentotvorná a tokotvorná složka, jako je tomu u vektorového řízení, ale přímo moment motoru ve zvoleném tolerančním pásmu a průběh prostorového vektoru magnetického toku po zadané křivce. Obě tyto veličiny jsou vyhodnocovány z měřených veličin pomocí matematického modelu asynchronního stroje. [1,2]

Pro napájení motoru je velmi vhodné použít nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem, viz Obr. 1, a). Spínače S_1 až S_6 jsou standardně tvořeny IGBT tranzistory, pro nejvyšší výkony pak mohou být tvořeny například GTO tyristory. [1,2]



Obr. 1: a) Principiální schéma měniče frekvence s napěťovým meziobvodem, b) napěťové vektory dosažitelné v tomto zapojení [1,2]

Z topologie zapojení použitého nepřímého měniče kmitočtu, zobrazeného na Obr. 1, a), je patrné, že je možné dosáhnout celkem osmi napěťových vektorů, z čehož šest je aktivních (u_1 až u_6) a dva jsou nulové (u_0 a u_7), tyto vektory jsou zobrazeny na Obr. 1, b). V následující tabulce jsou uvedeny všechny napěťové vektory, které spínače je zapotřebí sepnout pro jejich dosažení, velikosti napětí jednotlivých fází statoru asynchronního motoru, a složky tohoto napěťového vektoru ve statorovém souřadném systému $[\alpha, \beta]$. [1,2]

Tab. 1: Napětí jednotlivých fází při dané spínací kombinaci [1,2]

Vektor napětí	\underline{u}_0	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_7
Sepnuté spínače	S_4, S_6, S_2	S_1, S_6, S_2	S_1, S_3, S_2	S_4, S_3, S_2	S_4, S_3, S_5	S_4, S_6, S_5	S_1, S_6, S_5	S_1, S_3, S_5
u_{1a}	0	$2/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$-2/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	0
u_{1b}	0	$-1/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	$2/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$-2/3 \cdot U_d$	0
u_{1c}	0	$-1/3 \cdot U_d$	$-2/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	$2/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	0
$u_{1\alpha}$	0	$2/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$-2/3 \cdot U_d$	$-1/3 \cdot U_d$	$1/3 \cdot U_d$	0
$u_{1\beta}$	0	0	$1/\sqrt{3} \cdot U_d$	$1/\sqrt{3} \cdot U_d$	0	$-1/\sqrt{3} \cdot U_d$	$-1/\sqrt{3} \cdot U_d$	0

Z Tab. 1 je taktéž patrné, že za předpokladu konstantního napětí v meziobvodu U_d bude velikost modulu napěťového vektoru rovna při všech spínacích kombinacích pouze dvěma hodnotám [1,2]:

$$|\underline{u}_0| \text{ nebo } |\underline{u}_7| = 0 \quad (1.1)$$

$$|\underline{u}_1| \text{ až } |\underline{u}_6| = \frac{2}{3} \cdot U_d \quad (1.2)$$

Dosazením a úpravou napěťové rovnice statoru jsou získány následující vztahy pro výpočet složek vektoru magnetického toku statoru [1,2]:

$$\psi_{1\alpha} = \int (u_{1\alpha} - R_S \cdot i_{1\alpha}) dt \quad (1.3)$$

$$\psi_{1\beta} = \int (u_{1\beta} - R_S \cdot i_{1\beta}) dt \quad (1.4)$$

Složky vektoru statorového proudu $i_{1\alpha}$ a $i_{1\beta}$ jsou vypočítány pomocí transformace podle Clarkové, tedy transformace T3/2 z měřených fázových proudů i_{1a} a i_{1b} , složky vektoru statorového napětí $u_{1\alpha}$ a $u_{1\beta}$ jsou pak obdrženy z rekonstruovaného napětí, vycházejícího ze změřené hodnoty napětí meziobvodu U_d , a aktuální spínací kombinace, kterou zajišťuje řídicí mikro počítač. [1,2]

Principem přímého řízení momentu je za pomoci postupného spínání aktivních napěťových vektorů \underline{u}_1 až \underline{u}_6 vytvořit ve statoru točivé magnetické pole. Velikost momentu je možné řídit změnou rychlosti otáčení tohoto magnetického pole statoru. Existují dva způsoby řízení [1,2]:

- Pulzní přepínání mezi aktivním a nulovým napěťovým vektorem, kdy dochází k následujícím stavům:
 - Při sepnutí aktivního vektoru (\underline{u}_1 až \underline{u}_6) je vytvářeno točivé magnetické pole. Maximální rychlost tohoto točivého magnetického pole je dána délkou trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku a velikostí integrovaného napětí, je ovšem také ovlivněna velikostí úbytku napětí na odporu statorového vinutí. Moment motoru za působení tohoto stavu narůstá.
 - Sepnutím nulového vektoru \underline{u}_0 nebo \underline{u}_7 se rychlost točivého magnetického pole statoru sníží na nulovou hodnotu, moment motoru tedy klesá.
- Pulzním přepínáním mezi dvěma aktivními vektory (\underline{u}_1 až \underline{u}_6), kdy je nárůst momentu zajištěn sepnutím napěťového vektoru působícího ve směru otáčení rotoru, tedy obdobně jako v předchozím případě, ovšem pokles momentu je zajišťován spínáním napěťového vektoru působícího právě opačným směrem, než kterým se rotor otáčí.

Skutečný moment motoru je možné vypočítat dle následujícího vztahu [1,2]:

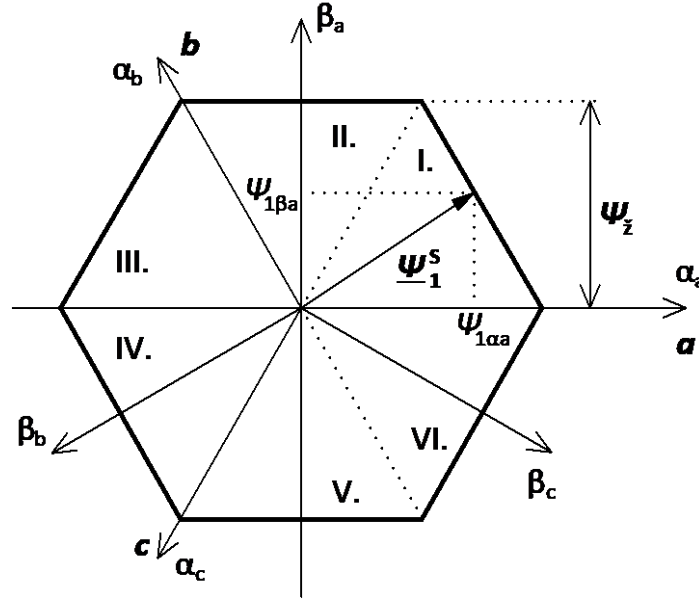
$$m = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{1\alpha} \cdot i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} \cdot i_{1\alpha}) \quad (1.5)$$

Rozdíl mezi vypočtenou hodnotou skutečného momentu a momentem žádaným je vstupním parametrem většiny používaných regulačních metod. Tento vstupní parametr je pak vyhodnocován dvoupolohovým regulátorem, kterým je hodnota momentu řízena. Tento regulátor pracuje s určitou hysterezí, při překročení horní meze je vyžadováno zajištění poklesu momentu, a naopak při poklesu pod dolní mez je vydán požadavek na zvýšení momentu. Z toho vyplývá, že regulace momentu je nadřazená regulaci statorového magnetického toku, tedy při požadavku na pokles momentu sepnutím nulového vektoru je tento vektor sepnut i za cenu deformace tvaru průběhu statorového magnetického toku. [1,2]

1.1. Depenbrockova metoda (D-DTC)

Depenbrockova metoda přímého řízení momentu je ze všech zde zmíněných metod nejjednodušší na realizaci, protože zde nedochází k regulaci toku v rámci hysterezního pásma, ale pouze k regulaci momentu, díky čemuž je při této metodě dosahováno i nejnižšího spínacího kmitočtu (řádově stovky Hz), čímž se u aplikací velkého výkonu výrazně sníží spínací ztráty na měniči. Tato metoda je tudíž vhodná pro použití například v pohonech lokomotiv, či jiných vysoko-výkonových strojů. [2]

Depenbrockova metoda je charakteristická tvarem trajektorie, kterou opisuje koncový bod vektoru statorového magnetického toku, tímto tvarem je šestiúhelník, viz *Obr. 2*, rozdělený na šest základních sektorů. Tvaru šestiúhelníku je dosaženo správnou posloupností spínání jednotlivých napěťových vektorů, tato posloupnost (pro oba směry otáčení) je zobrazena na *Obr. 3*, respektive uvedena v *Tab. 2* a *Tab. 3*, a to včetně podmínek, stanovujících přepnutí na následující napěťový vektor při změně sektoru. Tyto podmínky vycházejí z diagramu na *Obr. 2*, kdy jsou v tomto diagramu patrné tři komplexní roviny $[\alpha, \beta]$, přičemž jejich reálné osy jsou totožné s osami a, b, c , obdobně jako u fázových vinutí na statoru. [1,2]



Obr. 2: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle Depenbrockovy metody [1,2]

Pro možnost určení aktuálního sektoru, ve kterém se nachází vektor statorového magnetického toku, je vhodné znát reálné a imaginární složky (α a β) vektoru statorového magnetického toku ve všech třech těchto komplexních rovinách. Jejich výpočet vypadá následovně: [1,2]

Pro osu α shodnou s osou a :

$$\psi_{1\alpha a} = \psi_{1\alpha} \quad (1.6)$$

$$\psi_{1\beta a} = \psi_{1\beta} \quad (1.7)$$

Pro osu α shodnou s osou b :

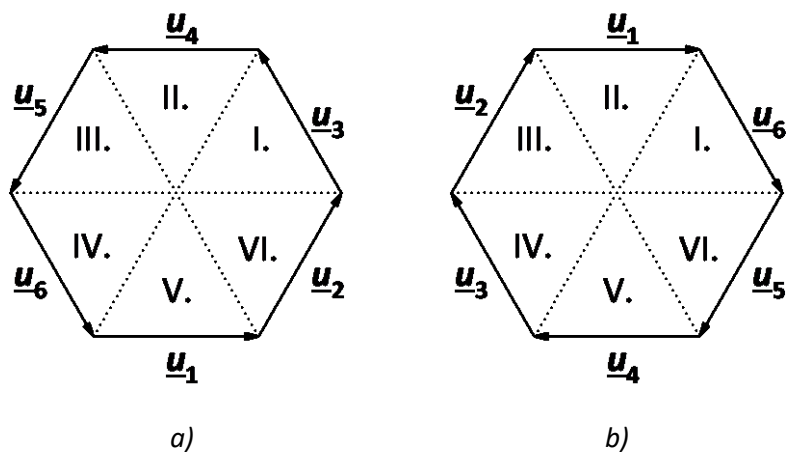
$$\psi_{1\alpha b} = \frac{1}{2} \cdot (-\psi_{1\alpha} + \sqrt{3} \cdot \psi_{1\beta}) \quad (1.8)$$

$$\psi_{1\beta b} = \frac{1}{2} \cdot (-\sqrt{3} \cdot \psi_{1\alpha} - \psi_{1\beta}) \quad (1.9)$$

Pro osu α shodnou s osou c :

$$\psi_{1\alpha c} = \frac{1}{2} \cdot (-\psi_{1\alpha} - \sqrt{3} \cdot \psi_{1\beta}) \quad (1.10)$$

$$\psi_{1\beta c} = \frac{1}{2} \cdot (\sqrt{3} \cdot \psi_{1\alpha} - \psi_{1\beta}) \quad (1.11)$$



Obr. 3: Posloupnost spínání aktivních vektorů: a) kladný směr otáčení, b) záporný směr otáčení [2]

Tab. 2: Posloupnost spínání napěťových vektorů pro kladný směr otáčení [1,2]

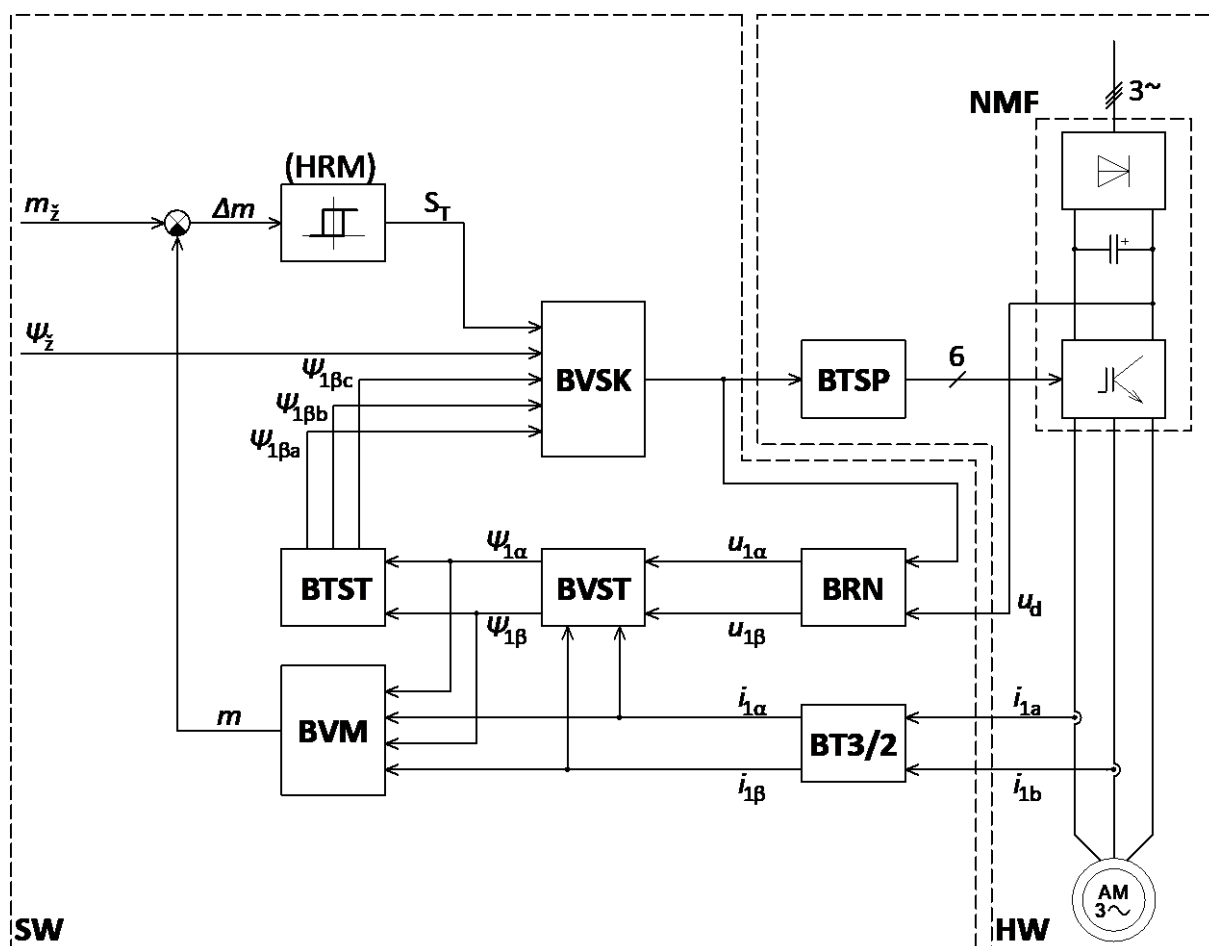
Sektor	Aktuální vektor napětí	Budoucí vektor napětí	Podmínka pro přepnutí
I.	\underline{u}_3	\underline{u}_4	$\psi_{1\beta a} > \psi_z$
II.	\underline{u}_4	\underline{u}_5	$-\psi_{1\beta c} > \psi_z$
III.	\underline{u}_5	\underline{u}_6	$\psi_{1\beta b} > \psi_z$
IV.	\underline{u}_6	\underline{u}_1	$-\psi_{1\beta a} > \psi_z$
V.	\underline{u}_1	\underline{u}_2	$\psi_{1\beta c} > \psi_z$
VI.	\underline{u}_2	\underline{u}_3	$-\psi_{1\beta b} > \psi_z$

Tab. 3: Posloupnost spínání napěťových vektorů pro záporný směr otáčení [1,2]

Sektor	Aktuální vektor napětí	Budoucí vektor napětí	Podmínka pro přepnutí
I.	\underline{u}_6	\underline{u}_5	$\psi_{1\beta c} > \psi_z$
VI.	\underline{u}_5	\underline{u}_4	$-\psi_{1\beta a} > \psi_z$
V.	\underline{u}_4	\underline{u}_3	$\psi_{1\beta b} > \psi_z$
IV.	\underline{u}_3	\underline{u}_2	$-\psi_{1\beta c} > \psi_z$
III.	\underline{u}_2	\underline{u}_1	$\psi_{1\beta a} > \psi_z$
II.	\underline{u}_1	\underline{u}_6	$-\psi_{1\beta b} > \psi_z$

Z výše uvedených tabulek posloupnosti spínání jsou následně vytvářeny spínací tabulky, opět jedna pro každý směr. Zde je ovšem nutné zmínit, že pro optimální možnost regulace jsou zapotřebí dvě spínací tabulky pro každý směr – jedna s čistě aktivními napěťovými vektory, která bude využívána především při reverzaci, a druhá s použitím aktivních i nulových vektorů pro běžný chod motoru.

Níže, na Obr. 4, je zobrazeno blokové schéma pohonu s asynchronním motorem, řízeného pomocí Depenbrockovy metody přímého řízení momentu.



Obr. 4: Blokové schéma střídavého pohonu s Depenbrockovou metodou přímého řízení momentu [1,2]

Popis jednotlivých bloků z Obr. 4:

- AM – asynchronní motor
- BT3/2 – Blok transformace podle Clarkové, tedy ze tří, resp. dvou fází, na složky α a β
- BRN – Blok rekonstrukce napětí z měřeného napětí meziobvodu a aktuální spínací kombinace
- BVST – Blok výpočtu statorového magnetického toku z měřených proudů a napětí
- BVM – Blok výpočtu momentu ze statorového magnetického toku a měřených proudů
- BTST – Blok transformace statorového magnetického toku do dalších dvou rovin $[\alpha, \beta]$, posunutých o 120°

- HRM – Hysterezní regulátor momentu
- BVSK – Blok vyhodnocení spínací kombinace
- BTSP – Blok tvorby spínacích pulsů pro měnič
- NMF – Nepřímý měnič frekvence s napěťovým meziobvodem

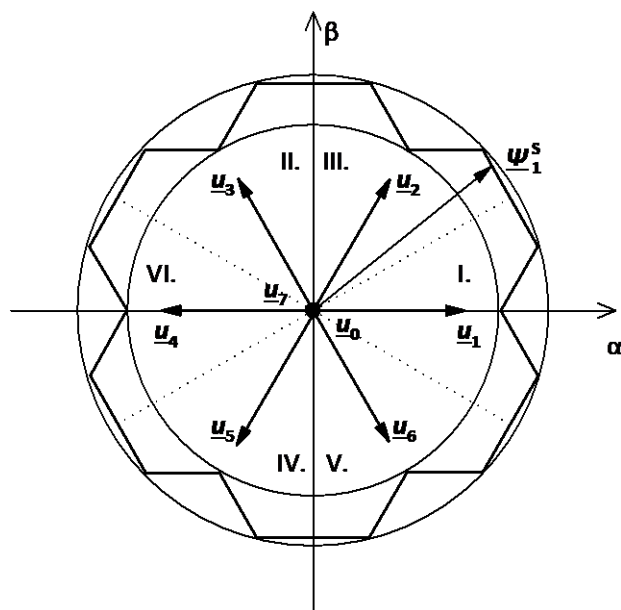
Vedle zjevných výhod této metody je však zapotřebí zmínit i určité nevýhody. Tou nejzásadnější je nesinusový proud odebíraný motorem. Protože je totiž tato metoda založena na spínání jednoho aktivního napěťového vektoru v každém sektoru, je tedy při předpokladu, že bude tento vektor sepnut po dobu tohoto sektoru, patrný fakt, že odebíraný proud bude mít tvar exponenciály (což vychází z předpokladu, že statorové vinutí má odporově induktivní charakter). Z toho vyplývá, že odebíraný fázový proud bude silně neharmonický, což se v důsledku projeví jak na množství odebíraných vyšších harmonických složek proudu, tak i na nestálém zvuku, který motor za chodu vydává.

1.2. Další metody přímého řízení momentu

Vedle Depenbrockovy metody přímého řízení momentu existuje mnoho dalších metod, z nichž mezi nejznámější patří metoda Takahashiho a metoda s přímým výpočtem vektoru napětí. Obě tyto metody i několik dalších vybraných pokročilejších metod jsou stručně popsány v následujících podkapitolách.

1.2.1. Takahashiho metoda (T-DTC)

Takahashiho metoda je, podobně jako metoda Depenbrockova, význačná tvarem trajektorie, kterou opisuje koncový bod vektoru statorového magnetického toku. V tomto případě se tento koncový bod pohybuje v mezikruží (viz *Obr. 5*), je zde tedy kromě hystereze momentu zavedena i hystereze statorového magnetického toku, která je v rámci každého sektoru prováděna pomocí dvou aktivních vektorů, kdy jeden z těchto vektorů vždy působí zvyšování statorového magnetického toku v požadovaném směru otáčení motoru, resp. vektoru statorového magnetického toku, a druhý pak způsobuje snižování tohoto toku, opět se zachováním směru otáčení. Z tohoto je tedy patrné, že pro správnou funkci je nutné znát žádaný směr otáčení motoru. Také je z principu této metody jasné, že spínací frekvence je poněkud vyšší než u metody Depenbrockovy, protože zde dochází k přepínání mezi dvěma aktivními napěťovými vektory i v rámci jednoho sektoru. Tato spínací frekvence je pak z velké míry definována velikostí mezikruží – čím menší je tato velikost, k tím častějšímu spínání dochází. Teoreticky by při nulové vzdálenosti mezikruží a nekonečně velké spínací frekvenci měniče koncový bod vektoru statorového magnetického toku opisoval tvar kružnice. Tomuto odpovídá i tvar odebíraného proudu, který je v ideálním případě sinusový, v reálných podmínkách pak kvazi-sinusový. [1,2]



Obr. 5: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle Takahashiho metody [1,2]

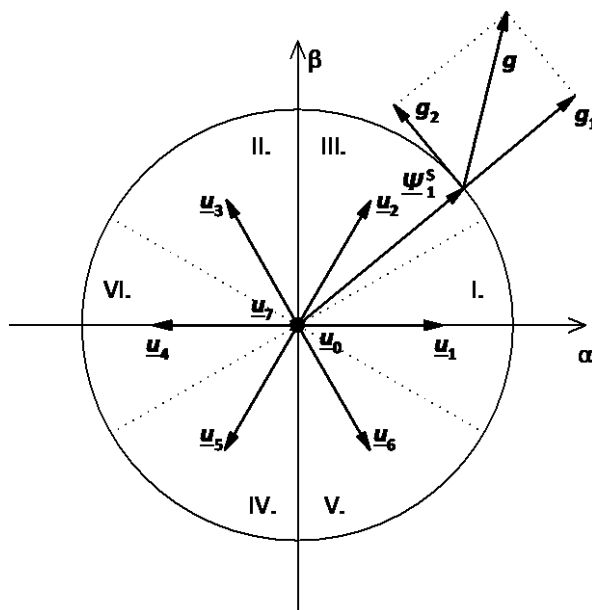
Z Obr. 5 je také patrné, že jsou pro tuto metodu jinak definované jednotlivé sektory než u metody Depenbrockovy, zde jsou posunuty o 30° v záporném směru, tj. po směru hodinových ručiček, tedy například první sektor se nachází v rozmezí $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$. Na tomtéž obrázku je zároveň zřejmé, že pro Takahashiho metodu je aplikována jiná posloupnost sektorů, respektive jejich číslování. Tato forma je dána způsobem vyhodnocování sektoru. Nejjednodušším způsobem je totiž vyhodnocení sektoru pomocí znamének okamžitých hodnot statorových magnetických toků ψ_{1a} , ψ_{1b} a ψ_{1c} , které lze získat zpětnou transformací podle Clarkové, tedy transformací T2/3, ze známých složek $\psi_{1\alpha}$ a $\psi_{1\beta}$, které jsou vypočítávány řídicím algoritmem z měřených veličin, dle (1.3), resp. (1.4). Při tvorbě spínacích tabulek je zapotřebí vzít zmíněné netradiční číslování sektorů v potaz. Spínací tabulky je, stejně jako v případě metody Depenbrockovy, nutné definovat pro každý směr otáčení zvlášť. [1,2]

U Takahashiho metody přímého řízení momentu je však možné upravit regulační strukturu zařazením tříúrovňového komparátoru pro regulaci momentu namísto obvyklého dvouúrovňového. Tato změna řeší výše zmíněný problém metody, a sice, že je nutné znát směr otáčení, a mít pak pro každý směr otáčení jednu spínací tabulku. S tříúrovňovým komparátorem je tento problém vyřešen tím způsobem, že už není třeba znát směr otáčení, a je tedy zapotřebí pouze jedna spínací tabulka použitelná pro oba směry. Další výhodou této modifikace je například, že není nutné ošetřovat průběh reverzace, a také, že přechod do generátorického režimu je bezproblémový. Naopak nevýhodami jsou vyšší rozkmit momentu a zvýšení deformace napětí, protože pro snižování momentu mohou být kromě nulových vektorů použity i vektory aktivní. Rozkmit a deformace jsou dány optimálním nastavením komparátoru momentu. [2]

1.2.2. Metoda s přímým výpočtem vektoru napětí (PVN-DTC)

Tato poměrně nová metoda, vyvinutá na řešitelském pracovišti FEI na VŠB-TUO. Je navržena tím způsobem, že výpočetní algoritmus určuje, který napěťový vektor má být sepnut v kterémkoliv okamžiku, aniž by bylo nutné rozdělovat rovinu $[\alpha, \beta]$ na sektory, či vytvářet spínací tabulky [1,2].

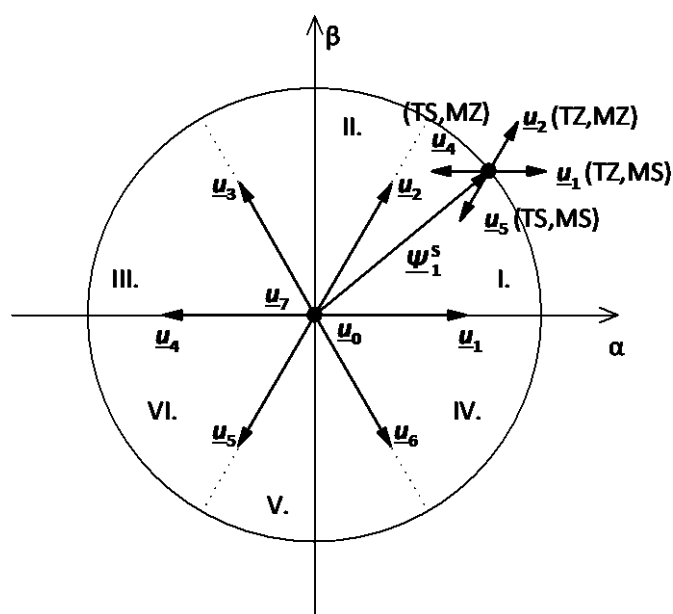
Cílem metody je zajistit, aby trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku byla kružnice, tudíž jednotlivé složky statorového magnetického toku měly takřka sinusový průběh, a tedy i motorem odebíraný proud měl kvazi-sinusový průběh (vzhledem ke konečné hodnotě spínací frekvence a spínání nulových vektorů nelze dosáhnout sinusového průběhu, vždy je částečně deformovaný). Na Obr. 6 jsou patrné dva pomocné vektory, kterými je tato metoda charakteristická – vektor \underline{g}_1 , který je vždy souosý se statorovým magnetickým tokem a určuje míru nabuzování, a vektor \underline{g}_2 , který je ke statorovému magnetickému toku vždy kolmý, tedy souosý s momentem, a určuje míru rychlosti otáčení vektoru statorového magnetického toku. Vektorovým součtem těchto dvou vektorů vzniká výsledný vektor \underline{g} , který svým směrem rozhoduje o vektoru napětí, který má být sepnut – je jím ten napěťový vektor, který je svým směrem nejbližší právě vektoru \underline{g} . V případě, že neprobíhá reverzace, ale vektor \underline{g}_2 je přesto záporný, je řídicím algoritmem upřednostněno sepnutí nulového vektoru, čímž je zajištěno snížení rozkmitu momentu i deformace statorového napětí. [1,2]



Obr. 6: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku dle metody s přímým výpočtem vektoru napětí [1,2]

1.2.3. Modifikovaná Takahashiho metoda (M-DTC)

Těž zvaná pouze Modifikovaná metoda, vychází z původní myšlenky Takahashiho metody přímého řízení momentu, ale s jiným rozdělením roviny $[\alpha, \beta]$ na sektory – modifikovaná metoda má sektory rozděleny pomocí samotných napěťových vektorů, obdobně, jako je tomu u metody Depenbrockovy, to znamená, že první sektor je v rozmezí $0^\circ \rightarrow 60^\circ$, zatímco u původní Takahashiho metody je první sektor v rozmezí $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$. Cílem této metody je odstranit nežádoucí stav, kdy jsou v každém sektoru dva napěťové vektory, u kterých není jednoznačné, zdali budou zvyšovat či snižovat moment, a tedy není možné je v daných sektorech využívat, protože by jejich používáním mohlo docházet k nežádoucímu rozkmitu momentu. Modifikovaná metoda tento stav ošetřuje tím způsobem, že všechny napěťové vektory v každém sektoru mají jasně definovaný vliv na velikost momentu, ale za cenu, že dva vektory v každém sektoru nemají jednoznačně definovaný vliv na velikost satorového magnetického toku, což je však v porovnání s předchozí možností nejednoznačnosti momentu již mnohem méně podstatný problém. V tomto tedy tkví hlavní výhoda modifikované Takahashiho metody. Rozdílnost mezi původní a modifikovanou metodou (ilustračně pro 1. sektor) je patrná z Tab. 4. [2]



Obr. 7: Rozložení sektorů pro Modifikovanou Takahashiho metodu [2]

Tab. 4: Porovnání funkce napěťových vektorů v I. kvadrantu [2]

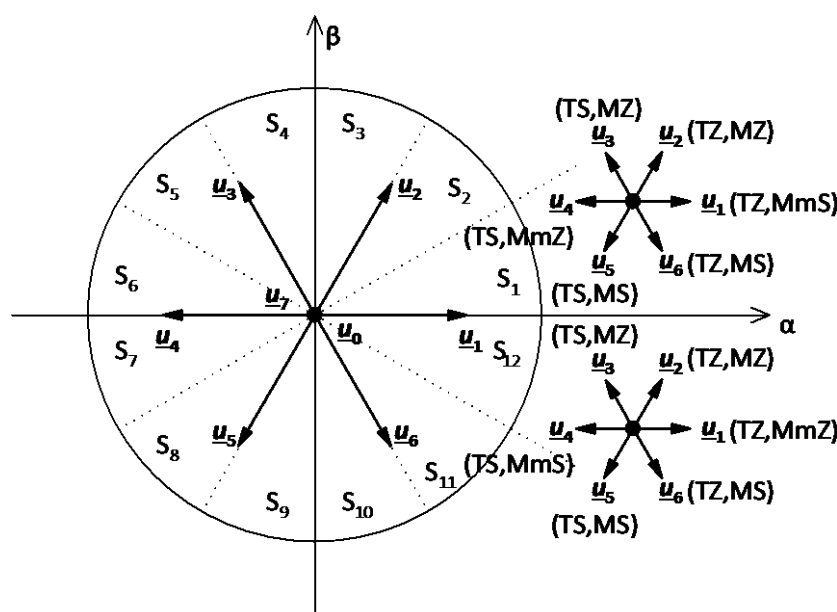
Vektor	Takahashiho metoda	Modifikovaná metoda
	$-30^\circ \rightarrow 30^\circ$	$0^\circ \rightarrow 60^\circ$
\underline{u}_1	nejednoznačnost momentu	MS, TZ
\underline{u}_2	MZ, TZ	MZ, TZ
\underline{u}_3	MZ, TS	nejednoznačnost toku
\underline{u}_4	nejednoznačnost momentu	MZ, TS
\underline{u}_5	MS, TS	MS, TS
\underline{u}_6	MS, TZ	nejednoznačnost toku

MZ/MS – Moment Zvyšující/Snižující

TZ/TS – Tok Zvyšující/Snižující

1.2.4. 12-ti sektorová metoda (12-DTC)

Tato metoda řeší základní problém všech metod, jejichž základem je dělení roviny $[\alpha, \beta]$ na šestici sektorů (Takahashiho a Modifikovaná Takahashiho metoda), a to tím způsobem, že je při použití této metody zmíněná rovina rozdělena na dvanáct sektorů. Při rozdělení na šest sektorů jsou v každém sektoru dva napěťové vektory, jejichž vliv na moment, respektive statorový magnetického tok, není jednoznačný, viz *Kap. 1.2.3*. Při použití 12-ti sektorové metody je tento problém odstraněn, protože v každém z dvanácti sektorů je jednoznačně definovaný vliv všech napěťových vektorů na velikost momentu i statorového magnetického toku. [2]



Obr. 8: Rozložení sektorů pro dvanácti sektorovou metodu [2]

MZ/MS – Moment Zvyšující/Snižující

MmZ/MmS – Moment mírně Zvyšující/Snižující

TZ/TS – Tok Zvyšující/Snižující

Velkou výhodou této metody je zároveň i možnost definovat, jak velkou změnu velikosti statorového magnetického toku, respektive momentu, konkrétní napěťový vektor způsobí, a podle tohoto je možné provádět velmi přesnou regulaci. Velmi vhodným prvkem pro tento způsob regulace je čtyř úrovněvý komparátor momentu (opět je regulace momentu nadřazena regulaci toku, proto není potřeba tento komparátor využívat i pro statorový magnetického tok), který na základě velké či malé odchylky skutečného momentu od žádané hodnoty vybírá ten nejvhodnější napěťový vektor, čímž zaručuje minimální rozkmit momentu motoru. [2]

1.2.5. Metoda přímého řízení momentu s SVPWM (PWM-DTC)

Známost skutečností, týkající se většiny metod přímého řízení momentu, je proměnný spínací kmitočet, v případě pohonů velkých výkonů pak obvykle i o poměrně nízké hodnotě (stovky Hz až jednotky kHz). Z pohledu uživatele je tato skutečnost spíše pozitivní, protože stroj, respektive měnič, nevydává trvale vysokofrekvenční zvuk, jako je tomu například u vektorového řízení, kde PWM funguje běžně na frekvenci až 20 kHz, ale spíše poněkud příjemnější „šelestivý“ zvuk o podstatně nižší frekvenci. Zároveň je nižší frekvence spínání příznivá v ohledu spínacích ztrát, které jsou pro tento způsob řízení pohonů podstatně nižší. Z pohledu EMC je však tento jev negativní, protože je velmi obtížné zajistit filtraci proměnného spínacího kmitočtu, takže úroveň rušení takovýchto pohonů bývá vysoká. [2]

Řešením je implementace SVPWM modulátoru, tedy modulátoru vektorové pulzně-šířkové modulace, do regulační struktury, čímž se dosáhne jediného spínacího kmitočtu, který již je možné poměrně jednoduše filtrovat.

Nejvhodnější metodou přímého řízení momentu pro implementaci PWM modulátoru je metoda s přímým výpočtem vektoru napětí. Zde je pomocí vektorové PWM co možná nejpřesněji aproximován vektor \mathbf{g} , který se vypočítává vektorovým součtem vektorů \mathbf{g}_1 a \mathbf{g}_2 , které určují míru nabuzení a velikost požadovaného momentu motoru, viz *Kap. 1.2.3*. [2]

Hlavní výhodou tohoto řešení je již výše zmíněná jednoznačná a poměrně vysoká spínací frekvence, díky čemuž je dosaženo menšího výsledného rušení, respektive je toto rušení snáze filtrovatelné, a zároveň i menšího rozkmitu momentu. Nevýhodou však je poněkud složitější regulační struktura, rozšířená o PWM modulátor.

2. Srovnání metod přímého řízení momentu a vektorového řízení asynchronního motoru

Vznik dvou nejznámějších pokročilých metod řízení střídavých pohonů, tedy přímého řízení momentu a vektorového řízení, je historicky zapříčiněn konkurenčním bojem dvou společností – ABB a Siemens, kdy společnost Siemens začala s komerčním využíváním vektorového řízení, zatímco společnost ABB úspěšně uvedla do praxe na svých systémech přímé řízení momentu.

Základní rozdílností mezi těmito dvěma způsoby řízení je v regulovaných veličinách. Pro asynchronní motor je při vektorovém řízení aplikována vzájemně nezávislá regulace momentotvorné a tokotvorné složky vektoru statorového proudu. Přímé řízení momentu je naopak založeno na regulaci momentu a statorového magnetického toku (jak již bylo zmíněno v *Kap. 1.*).

Nejpoužívanějším způsobem vyhodnocování orientujících veličin, nezbytných pro vektorové řízení, je využívání proudového modelu asynchronního motoru, který vyniká dobrými vlastnostmi i při nízkých otáčkách. Tento způsob je však omezen jedním zásadním požadavkem – pro jeho správnou funkci je zapotřebí informace o poloze natočení, respektive pak i o rychlosti otáčení, rotoru, což znamená, že pro tento způsob řízení je naprosto nezbytný snímač otáček. Přímé řízení momentu, za předpokladu momentové regulace, se tedy jeví jako robustnější způsob řízení pohonu, protože ke své funkci nepotřebuje informaci o poloze rotoru, a to ani při reverzaci. V případě rychlostní regulace však již je snímač otáček vyžadován i při aplikaci přímého řízení momentu.

Mezi hlavní výhody přímého řízení momentu oproti vektorovému řízení patří absence transformací veličin mezi souřadnými systémy, které jsou naopak potřebné pro většinu vektorově řízených aplikací. Regulační děje vektorového řízení totiž probíhají v rotujícím systému orientovaných souřadnic $[x, y]$, zatímco přímé řízení momentu je prováděno v pevném statorovém systému souřadnic $[\alpha, \beta]$. Další nespornou výhodou je také absence samostatného bloku modulace napětí, který je rovněž vyžadován v aplikacích s vektorovým řízením. Pro přímé řízení momentu také není nutné provádět rušení vzájemných vazeb mezi veličinami (čehož se u vektorového řízení obvykle dosahuje volbou vhodného souřadného systému). Velkou výhodou přímého řízení momentu je též celkově jednodušší regulační struktura oproti vektorovému řízení, která se při zavedení rychlostní regulace navíc rozšíří pouze o jediný blok – rychlostní regulátor. Pro vektorové řízení je zapotřebí znát přesnou polohu vektoru rotorového toku, kdežto pro funkčnost přímého řízení momentu stačí pouze informace o tom, ve kterém sektoru se tento vektor aktuálně nachází. Pro představu lze provést srovnání tohoto údaje o poloze – zatímco u přímého řízení momentu tak je požadovaná přesnost znalosti polohy vektoru statorového magnetického toku rovna velikosti jednoho sektoru, což je 60° elektrických, tak vektorové řízení vyžaduje tento údaj s přesností minimálně $1,4^\circ$ elektrických. Mezi další podstatné výhody přímého řízení momentu patří také minimální doba odezvy na změnu momentu. [3]

Naproti tomu hlavními nevýhodami běžných aplikací přímého řízení momentu jsou například možné problémy při rozběhu motoru a jeho řízení v nízkých otáčkách a dále při změnách žádaného momentu motoru. Také je zde potřeba estimátorů statorového magnetického toku a momentu, tento problém se však týká i vektorového řízení, v jehož případě je tato estimace dokonce mnohem náročnější. V neposlední řadě je nutné zmínit již dříve zmíněnou nevýhodu, a tou je proměnný spínací kmitočet (není-li využito PWM-DTC metody), způsobující hůře filtrovatelné rušení. [3]

Samostatnou kapitolou problematiky přímého řízení momentu jsou pak reverzace a prvotní nabuzování asynchronního motoru, popsané v následujících podkapitolách, které je nutné vhodným způsobem ošetřit. Tyto problémy se naopak téměř netýkají vektorového řízení.

2.1. Nabuzování asynchronního motoru při přímém řízení momentu

Neřízené nabuzování motoru může vést k velkému proudovému odběru, reakci ochranných prvků, či dokonce až k poškození měniče, který napájí motor, protože doba nabuzování je standardně vyšší, než jaká je časová konstanta statorového vinutí, reprezentovaného jako odporově-induktivní zátěž. Pro zamezení takovýchto stavů je tedy vhodné řídicí algoritmus doplnit o podprogram, který zajistí správné nabuzení ještě před spuštěním motoru.

U většiny metod by byla regulace funkční i bez podpůrného podprogramu, ale, jak je uvedeno výše, mohlo by docházet k nežádoucím stavům, jako jsou velké překmity statorového proudu, resp. toku, případně i momentu nebo například v případě vybraných metod spirálovitý nárůst velikosti vektoru statorového magnetického toku, a tedy poměrně dlouhá doba nabuzování na požadovanou úroveň již za provozu pohonu.

Nejproblematičtější se v tomto směru jeví metoda s přímým výpočtem vektoru napětí, protože princip regulace této metody je založen na výpočtu vhodného napěťového vektoru z reálné a imaginární složky vektoru statorového magnetického toku. V okamžiku, kdy není motor nabuzen, je tedy tímto způsobem navržen, na základě nulových složek vektoru statorového magnetického toku, vždy nulový napěťový vektor, tudíž by teoreticky nemělo dojít k samovolnému nabuzení motoru ani jeho roztočení. V praxi však k nabuzení dojde, a to především díky offsetu proudových čidel, kdy je tedy hodnota měřeného proudu nenulová, a je řídicím algoritmem vyhodnocena potřeba sepnutí některého z aktivních vektorů. Statorový magnetický tok pak narůstá spirálovitě. [2]

Další problematičtější metodou je metoda přímého řízení momentu s PWM, která, viz *Kap. 1.2.5.*, principiálně vychází z metody s přímým výpočtem vektoru napětí. Zde však kvůli vlastnostem využitých PI regulátorů dochází k překmitům momentu i statorového magnetického toku. [2]

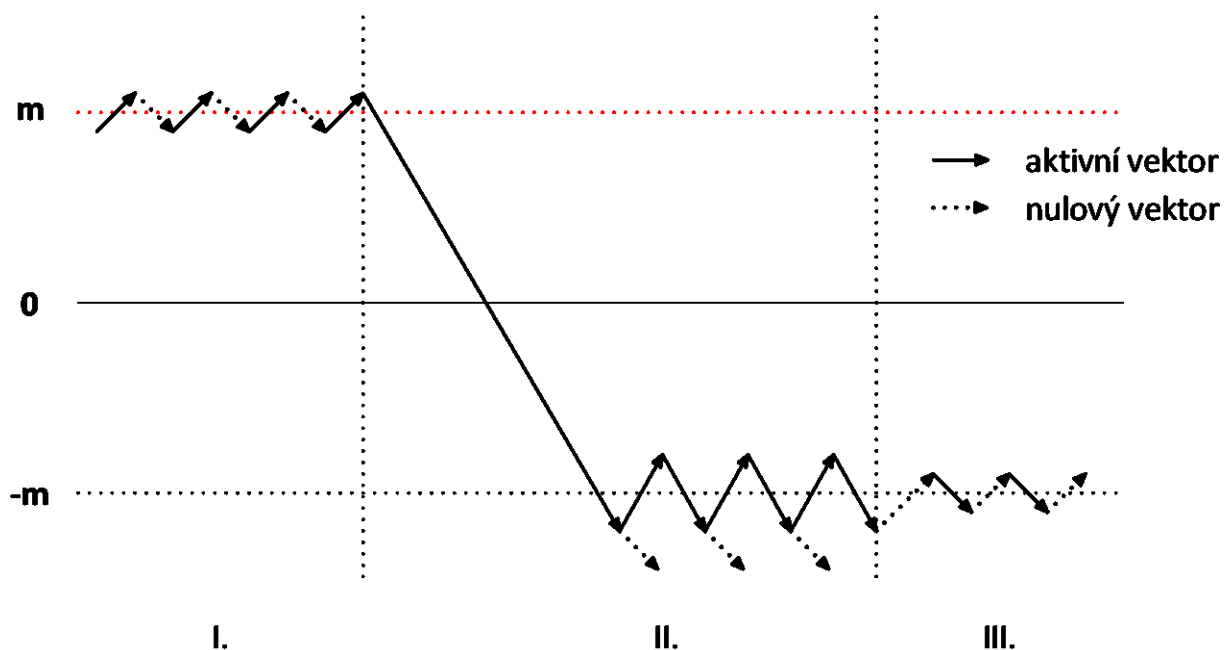
Ostatní metody jsou v ohledu samovolného nabuzení problematické poněkud méně, protože k nabuzení bez pomocného podprogramu dojde, problémem je však velikost proudu, který v tomto případě motor odebírá. Z tohoto hlediska jsou nejhorší metoda Depenbrockova a modifikovaná Takahashiho metoda, protože nabuzování probíhá sepnutím jednoho aktivního vektoru do doby, než je motor plně nabuzen, statorový magnetický tok tedy narůstá po přímce. V okamžiku, kdy modul vektoru nabývá žádané hodnoty však proud nabývá již velmi vysokých hodnot, což je považováno za nepřipustný stav. [2]

U zbylých metod (Takahashiho, dvanácti sektorová) je nabuzování prováděno spirálovitě narůstajícím statorovým magnetickým tokem, opět až do žádané hodnoty, dále pak již koncový bod vektoru statorového magnetického toku opisuje kružnici, resp. se pohybuje v mezikružích. Při spirálovitém nárůstu toku (kromě zmíněných dvou metod se to týká i metody s přímým výpočtem vektoru napětí a metody s PWM) rovněž dochází k nárůstu proudu na vysokou – nežádoucí – hodnotu, tato hodnota je však menší než u metod s přímkovým nabuzováním, protože jsou aktivní napěťové vektory přepínány už během nabuzování. [2]

Vzhledem k výše zmíněnému je patrné, že je z více hledisek velmi výhodné pro nabuzování používat doplňkový podprogram, protože takovýto podprogram zajistí jak kvalitní nabuzení motoru, tak i zamezí nadměrným proudovým odběrům, překmitům statorového magnetického toku i momentu, a celkově tak zkvalitní rozběh motoru při aplikaci přímého řízení momentu.

2.2. Reverzace asynchronního motoru při přímém řízení momentu

Reverzace je u přímého řízení momentu problém v tom ohledu, že díky absenci snímače otáček není jednoznačné, kdy se již rotor otáčí opačným směrem. Také je nutné zmínit, že při reverzaci není vhodné použití pulsního spínání aktivních a nulových vektorů, které je blíže popsáno v *Kap. 1.*, protože při reverzaci tyto nulové vektory paradoxně způsobují větší rozkmit momentu, než jaký nastane při použití pouze aktivních vektorů, viz *Obr. 9*. Mimo jiné to znamená, že pro možnost reverzace je do řídicího algoritmu nutná implementace dalších dvou spínacích tabulek (pro každou změnu směru jednu), obsahujících tuto posloupnost spínání aktivních vektorů. [1,2]



Obr. 9: Průběh reverzace při využití přímého řízení momentu [2]

Na *Obr. 9* je zobrazen ideální průběh reverzace při použití přímého řízení momentu rozdělený do tří částí. V první části je moment motoru regulován na hodnotu m , moment i otáčky jsou tedy kladné. Pro zachování minimálního rozkmitu momentu je zde použit způsob pulsního spínání aktivních a nulových vektorů. Na konci první části obrázku je vydán požadavek na reverzaci pohonu s požadavkem regulace momentu na hodnotu $-m$. [2]

Ve druhé a třetí části obrázku již tedy probíhá reverzace, konkrétně ve druhé části se jedná o brzdění motoru (kladné otáčky, záporný moment), žádaný moment je tedy až do dosažení nulových otáček momentem brzdňým. Pro dosažení záporného momentu je využit příslušný aktivní napěťový vektor, který je sepnut trvale až do chvíle, kdy je překonáno hysterezní pásmo regulátoru momentu. Poté je sepnut jiný aktivní vektor, který snižuje brzdňý moment, tedy působí ve směru, kterým se stále ještě otáčí rotor, a to opět až do okamžiku překonání hysterezního pásma. Jak by vypadal průběh momentu v případě, že by namísto aktivního vektoru byl sepnut nulový vektor, je na obrázku také patrné – brzdňý moment by s nulovým vektorem dále narůstal, protože směr působení nulového napěťového vektoru je, díky shodnému směru otáčení rotoru, stejný v první i druhé části obrázku. Použitím nulového vektoru by tudíž nebyla dosažena požadovaná regulace momentu na konstantní hodnotu. [2]

Na pomezí druhé a třetí části obrázku je dosaženo nulových otáček, ve třetí části se pak již rotor otáčí opačným směrem, tedy ve směru působení momentu. Z tohoto důvodu je již možné v této části opět využívat nulové vektory, aby se dosáhlo snížení rozkmitu momentu. [2]

3. Programové vybavení řídicího systému pro Depenbrockovu metodu přímého řízení momentu

Programové vybavení je zodpovědné za správnou funkci regulace pohonu s asynchronním motorem. Pro regulaci jsou využity dvě periferie (kromě komunikačních) – A/D převodník, který digitalizuje hodnoty napětí a proudů, které jsou měřeny pomocí snímačů uvnitř měniče (viz *Kap. 5.2.*), a PWM modul, sloužící jako časovač pro periodické provádění regulace.

Obě tyto periferie jsou blíže popsány v [5].

Programové vybavení se skládá z hlavního programu, který obsahuje definici všech potřebných proměnných, včetně těch, které jsou využívány ke komunikaci s uživatelským rozhraním, a všech použitých přerušovacích rutin. Další, neméně důležitou, částí programového vybavení jsou pak příslušné podprogramy, které jsou sice všechny využívány v přerušovací rutině A/D převodníku, ale definovány jsou samostatně ve zvláštních souborech, aby byl hlavní program přehlednější. Tyto podprogramy jsou určeny ke konečné realizaci regulace, tedy vyhodnocování potřebných proměnných a nastavování PWM výstupů.

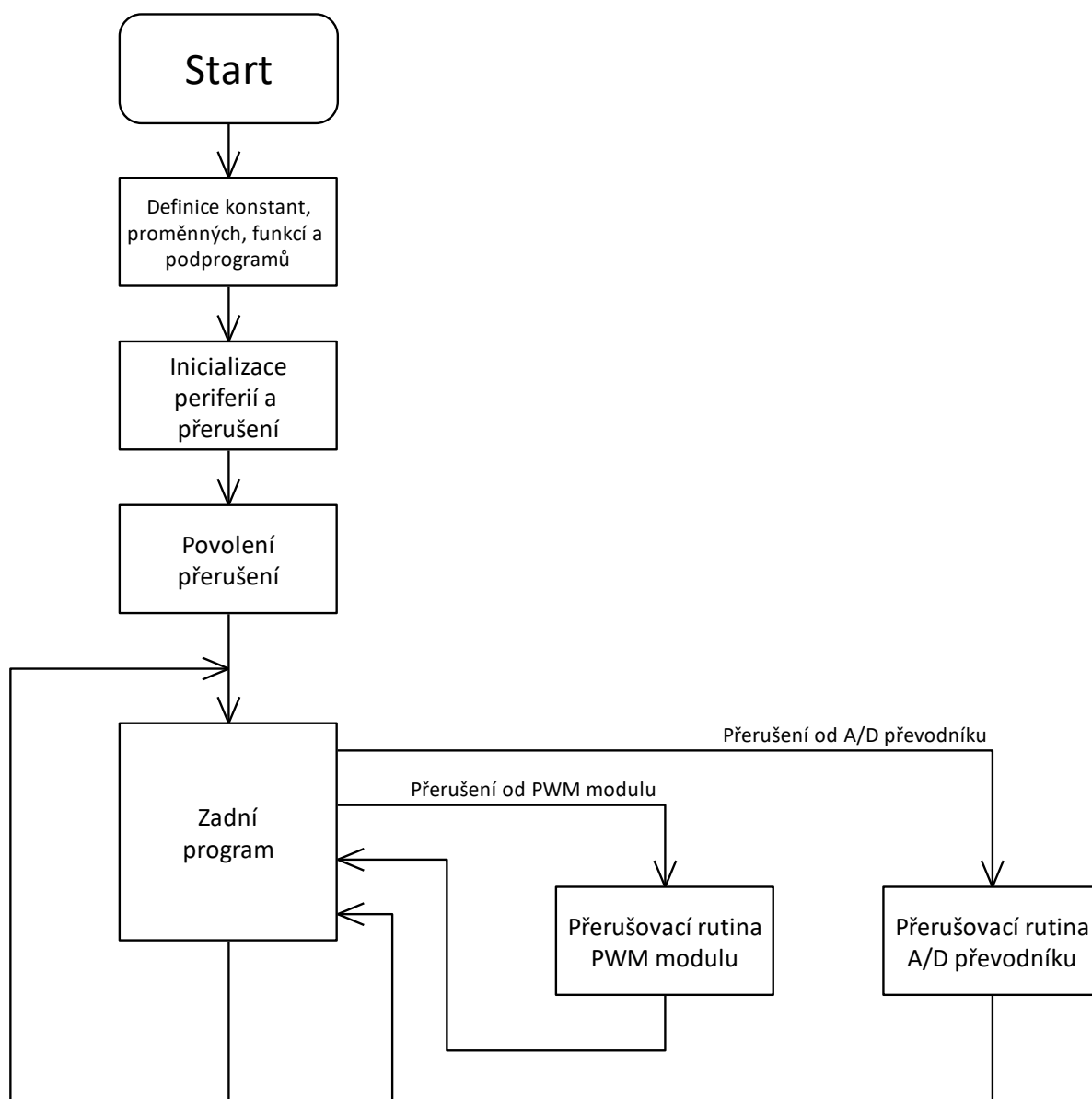
3.1. Popis hlavního programu

Hlavní program regulačního algoritmu zahrnuje hlavní část kódu a dvě přerušovací rutiny. Všechny tyto tři části hlavního programu jsou blíže popsány v následujících podkapitolách.

Většinu času, po který je program spuštěn, je prováděn zadní program, tedy probíhá neustálá kontrola změny vzorkovací frekvence a požadavku na spuštění/zastavení motoru. Změny těchto parametrů mají nižší prioritu, proto mohou probíhat v nekonečné smyčce. Naopak všechny regulační děje, které mají prioritu vyšší, jsou prováděny v přerušovacích rutinách, konkrétně pak v přerušovací rutině A/D převodníku.

3.1.1. Hlavní část kódu

Vývojový diagram hlavní části řídicího algoritmu je zobrazen na *Obr. 10*. Hlavní program je v zásadě tvořen dvěma základními funkcemi – prvotní inicializací (konstant, proměnných, periférií, podprogramů a přerušení) a nekonečnou smyčkou. Zbývající funkce algoritmu jsou pak realizovány pomocí přerušovacích rutin a podprogramů.



Obr. 10: Vývojový diagram hlavní části programu

Popis funkce jednotlivých bloků z Obr. 10:

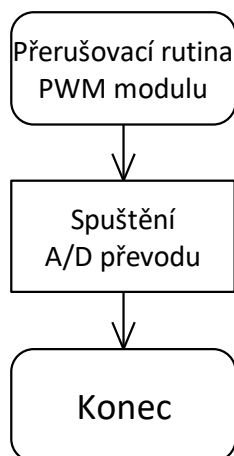
- **Start** – probíhá kontrola vytvořeného kódu, přeložení pomocí kompilátoru, zpracování preprocesorem, sestavení linkerem, dále pak proběhne debuggování programu, jeho přeložení do binárního kódu, nahrání do paměti signálového procesoru a spuštění.
- **Definice konstant, proměnných a funkcí** – touto částí začíná celý program, zde jsou definovány pro správnou funkci algoritmu potřebné konstanty a proměnné a dále pak proměnné, které jsou využívány ke komunikaci s uživatelským rozhraním. Konstantám je možné přiřadit počáteční hodnotu, pro případ, kdy je nutné znát jejich hodnotu již při spuštění. Mezi definované funkce patří především použité podprogramy, blíže popsané v Kap. 3.2.

- **Inicializace periférií a přerušení** – v této části jsou inicializovány potřebné periferie, kterými jsou především A/D převodník, PWM moduly a komunikační rozhraní. Taktéž jsou zde inicializována potřebná přerušení.
- **Povolení přerušení** – posledním krokem z definiční části hlavního programu je povolení přerušení, konkrétně tedy povolení všech používaných přerušení a následně i globální povolení přerušení.
- **Přerušovací rutina PWM modulu** – je prováděna při vyvolání přerušení PWM modulem, viz *Kap. 3.1.2.*
- **Přerušovací rutina A/D převodníku** – je prováděna při vyvolání přerušení A/D převodníkem, viz *Kap. 3.1.3.*
- **Zadní program** – uvnitř zadního programu, který běží v nekonečné smyčce, probíhá kontrola změny dvou parametrů – žádané vzorkovací frekvence a příkazu k zapnutí pohonu. V případě změny vzorkovací frekvence se změna provádí operativně, tedy za běhu programu, pouhou změnou hodnot v příslušných registrech PWM modulů, kterými se řídí perioda přerušení, viz *Kap. 3.1.2.* Kontrola příkazu k zapnutí pohonu ovládá výstup PWM signálů – pokud je vydán příkaz k zapnutí, je výstup PWM povolen, a naopak v případě, že není vyžadováno spuštění pohonu, je výstup PWM zakázán. V tomto případě jsou zároveň některé parametry nastaveny do základních hodnot, povětšinou tedy na hodnotu 0. Jedná se především o vypočítávané proměnné, jako složky statorového magnetického toku, proudu, napětí, dále pak moment a v neposlední řadě i naintegrované hodnoty složek vektoru statorového magnetického toku.

3.1.2. Přerušení od PWM modulu

Přerušení pomocí PWM modulu je použito pro zajištění konstantní periody regulace. Z tohoto důvodu využívá PWM modul čítač. Implementovány jsou čtyři hodnoty vzorkovací, tedy regulační, frekvence – 2 kHz, 5 kHz, 10 kHz a 20 kHz.

V této přerušovací rutině probíhá vždy pouze zapnutí A/D převodu pro měření analogových veličin – napětí meziobvodu a dvou fázových proudů. Vývojový diagram tohoto přerušení je na *Obr. 11*. Tato přerušovací rutina je vyvolána vždy v pravidelných intervalech, dle nastavení uživatelem. Funkce je založena na komparaci pilovitého signálu, který je reprezentován čítacím registrem, s registrem, do kterého je zapisována žádaná hodnota periody (vyplývající z požadované vzorkovací frekvence). Čítání je prováděno od nuly. V okamžiku, kdy jsou si hodnoty v obou zmíněných registrech rovny je vyvoláno přerušení tohoto PWM modulu, provedena příslušná přerušovací rutina a čítací registr je vynulován, čítání tedy probíhá opět od nulové hodnoty.

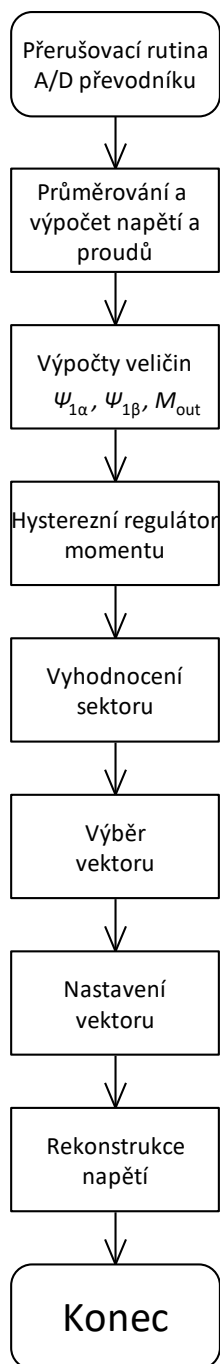


Obr. 11: Vývojový diagram obsluhy přerušení od PWM modulu

3.1.3. Přerušení od A/D převodníku

V rámci přerušovací rutiny A/D převodníku probíhá samotná regulace pohonu. Přerušení je vyvoláno dokončením A/D převodu napětí meziobvodu a fázových proudů. Poté probíhají výpočty potřebných veličin, jejich porovnávání s žádanými hodnotami a volání podprogramů. Součástí tohoto přerušení je zároveň i ochranná funkce tranzistorů, kdy jsou vyhodnocovány nadproud a přepětí z právě změřených hodnot fázových proudů a napětí meziobvodu.

Vývojový diagram této přerušovací rutiny je zobrazen na *Obr. 12*.



Obr. 12: Vývojový diagram obsluhy přerušení A/D převodníku

Funkce jednotlivých bloků vývojového diagramu z Obr. 12 je následující:

- **Přerušování vyvolané dokončením A/D převodu** – A/D převod je dokončen, digitalizované hodnoty napětí meziobvodu a dvou fázových proudů jsou zapsány v příslušných registrech, začíná se provádět přerušovací rutina toho přerušování.
- **Průměrování a výpočet napětí a proudů** – změřená hodnota napětí meziobvodu je nejdříve normována, poté průměrována ze 16 vzorků. Hodnoty proudů jsou pouze normovány. Zároveň

v rámci tohoto bloku probíhá kontrola, jestli není překročena maximální hodnota napětí nebo proudů, která by mohla vést k poškození tranzistorů. Pokud je kterákoliv maximální dovolená hodnota překročena, jsou zablokovány všechny PWM výstupy a je tento nedovolený stav signalizován v uživatelském rozhraní.

- **Výpočty potřebných veličin** – zde probíhá nejdříve transformace podle Clarkové, tedy T3/2, změřených fázových proudů do statorového souřadného systému $[\alpha, \beta]$. Následně jsou vypočítávány α a β složky vektoru statorového magnetického toku podle (1.3) a (1.4) a skutečný moment motoru dle (1.5). Tento blok zároveň obsahuje podprogram pro prvotní nabuzení motoru (je-li vyžadováno), nabuzování probíhá za pomoci napěťového vektoru \underline{u}_2 . Na základě žádaného momentu, respektive jeho znaménka, je zde dále vyhodnocován i požadovaný směr otáčení motoru.
- **Hysterezní regulátor momentu** – v tomto bloku probíhá porovnání vypočítané hodnoty skutečného momentu motoru s hodnotou momentu žádaného, výsledkem tohoto porovnání je požadavek na zvýšení či snížení momentu, tedy zdali má být sepnut aktivní nebo nulový vektor
- **Vyhodnocení sektoru** – zde probíhá vyhodnocování aktuálního sektoru ze známých složek vektoru statorového magnetického toku, žádaného toku a směru otáčení pomocí příslušného podprogramu, blíže popsaneho v *Kap. 3.2.1*. Dále je v rámci tohoto bloku vyhodnocován požadavek na moment S_T , a to pomocí porovnávání odchylky skutečného a žádaného momentu s velikostí hysterezního pásma momentového regulátoru. Taktéž zde probíhá vyhodnocování směru otáčení při reverzaci.
- **Výběr vektoru** – na základě toho, jestli je aktivní reverzace či nikoliv, a známém sektoru, ve kterém se nachází vektor statorového magnetického toku, vyhodnocovaný v předchozím bloku, je aplikován jeden z podprogramů pro výběr napěťových vektorů. Tyto podprogramy (Výběr vektorů a Výběr aktivních vektorů) jsou blíže rozebrány v *Kap. 3.2.2*.
- **Nastavení vektoru** – v rámci tohoto bloku je provedeno nastavení požadovaného napěťového vektoru, vyhodnoceného v předcházejícím bloku, pomocí příslušné spínací kombinace na PWM výstupech, dle *Kap. 3.2.3*.
- **Rekonstrukce napětí** – ze znalosti změřené hodnoty napětí meziobvodu a aktuálního napěťového vektoru je provedena rekonstrukce α a β složky statorového napětí podle *Kap. 3.2.4*.
- **Konec** – přerušovací rutina je dokončena, probíhá odesílání požadovaných dat do D/A převodníku (kvůli zobrazování na osciloskop) a aktualizace časovače sériové linky. Program se následně vrací zpět do nekonečné smyčky hlavního programu.

3.2. Popis použitých podprogramů

Algoritmus využívá, kromě již zmíněného hlavního programu, i sérii podprogramů, které jsou založeny na možnosti multi-use, tedy možném využití v různých aplikacích, ale s nutností úpravy pro konkrétní řešení, v tomto případě pro potřeby Depenbrockovy metody. Podprogramy jako Nastavení vektoru a Rekonstrukce napětí jsou bez nutnosti zásadnějších úprav použitelné v algoritmech vícero metod přímého řízení momentu, protože požadovaná funkce těchto podprogramů je v každé metodě shodná. Podprogramy Výběru vektorů a Výběr aktivních vektorů již není možné takto jednoduše využívat, tyto je totiž nezbytné upravit pro každou konkrétní metodu, protože v těchto podprogramech jsou obsaženy především spínací tabulky, které se však u jednotlivých metod liší. Obdobně je také nutné konkrétní metodě přizpůsobit podprogram Vyhodnocení sektoru, protože každá metoda má sektory jinak rozdělené, a také jejich vyhodnocení probíhá různými způsoby.

Tyto použité podprogramy jsou blíže rozebrány v následujících podkapitolách.

3.2.1. Vyhodnocení sektoru

Vyhodnocení sektorů v tomto podprogramu využívá známé hodnoty složek vektoru statorového magnetického toku, směru otáčení (dle znaménka žádaného momentu) a aktuálního sektoru, ve kterém se vektor statorového magnetického toku nachází. Způsob vyhodnocování přechodů mezi sektory vychází z podmínek uvedených v *Tab. 2*, resp. v *Tab. 3*. K možnosti vyhodnocování je tedy zapotřebí provést výpočet β složek statorového magnetického toku ve všech třech použitých systémech $[\alpha, \beta]$, a to dle rovnic (1.7), (1.9) a (1.11), složky α nejsou pro vyhodnocování sektoru potřebné, není je tudíž nutné počítat.

Pro každý směr otáčení je aplikováno šest podmínek pro přechod mezi sektory, kdy je každý z těchto přechodů možný pouze za splnění dvou vnitřních podmínek – když se vektor statorového magnetického toku nachází v příslušném sektoru a když je splněna podmínka přechodu z tohoto sektoru do následujícího, tedy je příslušná β složka vektoru statorového magnetického toku větší nebo rovna žádané hodnotě statorového magnetického toku. Tímto se zajistí, že je přechod mezi sektory jednoznačně definován i za jiných než ideálních podmínek, tedy například v okamžiku, kdy je trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku deformována vlivem napěťového úbytku na statorovém vinutí.

3.2.2. Výběr vektorů a Výběr aktivních vektorů

Tyto podprogramy rozhodují, na základě známých parametrů, jaký napěťový vektor má být v danou chvíli sepnut. Vyhodnocení probíhá z parametrů jako aktuální sektor, požadavek na snížení/zvýšení momentu a požadovaný směr otáčení. Za běžných podmínek, tedy při požadavku na rotaci v jednom směru, je použit podprogram Výběr vektorů, který zahrnuje aktivní i nulové vektory, tedy zajišťuje optimální chod bez zbytečně velkého zvlnění momentu, při požadavku na reverzaci je využit podprogram Výběr aktivních vektorů, který zahrnuje pouze aktivní vektory, čímž zlepšuje průběh reverzace, viz *Kap. 2.2*.

V rámci obou podprogramů je formou pole prvků implementována spínací tabulka s číselným označením konkrétních napěťových vektorů, a probíhá zde výpočet příslušného vektoru, jehož výsledkem je ukazatel na konkrétní položku v poli, značící požadovaný napěťový vektor.

Zmíněný výpočet vypadá následovně:

$$vektor = ukazatel[(2 \cdot sektor) + 1 + S_T + (12 \cdot směr)] \quad (3.1)$$

Pole má celkem 27 prvků, kdy z důvodu, aby bylo možné mít vždy jednoznačný výsledek, a tedy bylo možné využít výše uvedený výpočet (3.1), a zároveň bylo možné zachovat běžné číslování sektorů (tj. čísla 1 – 6, nikoliv jako při procesorovém počítání od nuly, tudíž 0 – 5), jsou první tři prvky nevyužitelné, výpočet na tyto prvky nikdy neukáže, jsou zde tedy vypsány nuly. Dalších 24 prvků již jsou relevantní napěťové vektory. První polovina z těchto 24 prvků, tedy 12, jich je pro kladný směr otáčení (kladný směr = proti směru hodinových ručiček, definován hodnotou proměnné $směr = 0$), zbylých 12 pak pro záporný směr otáčení (proměnná $směr = 1$), což tedy znamená 2 prvky – vektory – na jeden sektor. Nulové vektory jsou navrhovány tím způsobem, aby bylo možné v každém sektoru změnit aktivní vektor na nulový (a naopak) změnou sepnutí minimálního počtu spínačů, tedy jednoho, čímž dochází k úspoře energie a zároveň i nižšímu rušení.

V následujících tabulkách jsou zobrazeny všechny využití spínací tabulky, jak pro způsob přepínání mezi aktivními a nulovými vektory, tak pro reverzační způsob s použitím pouze aktivních vektorů.

Tab. 5: Použitá spínací tabulka s použitím aktivních i nulových vektorů, kladný směr otáčení

Směr = 0		Sektor					
		I	II	III	IV	V	VI
S_T	0	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7
	1	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2

Tab. 6: Použitá spínací tabulka s použitím aktivních i nulových vektorů, záporný směr otáčení

Směr = 1		Sektor					
		I	II	III	IV	V	VI
S_T	0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0
	1	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5

Tab. 7: Použitá spínací tabulka s použitím pouze aktivních vektorů, kladný směr otáčení

Směr = 0		Sektor					
		I	II	III	IV	V	VI
S_T	0	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5
	1	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2

Tab. 8: Použitá spínací tabulka s použitím pouze aktivních vektorů, záporný směr otáčení

Směr = 1		Sektor					
		I	II	III	IV	V	VI
S_T	0	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2
	1	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5

Z výpočtu (3.1) je patrné, že posloupnost prvků v poli není v konkrétním pořadí, jako je tomu například v Tab. 2, protože pro jeden sektor je vždy rozhodováno mezi dvěma vektory na základě požadavku S_T , tedy požadavku na momentu (0 – snížení, 1 – zvýšení), čímž je vždy v jednom sektoru uveden nejdříve vektor pro snížení momentu (nulový nebo aktivní, podle zvoleného podprogramu), a poté vektor pro zvýšení momentu (vždy některý z aktivních vektorů).

Vypočtený vektor je pak vyhodnocen a nastaven pomocí podprogramu Nastavení vektoru.

3.2.3. Nastavení vektoru

Podprogram Nastavení vektoru vychází z výsledku podprogramu Výběr vektorů, resp. Výběr aktivních vektorů, a na základě tohoto výsledku – požadavku, nastavuje na řídicím systému požadovanou spínací kombinaci pomocí PWM výstupů.

Celkem jsou využity tři výstupní PWM moduly – jeden na každý půlmůstek, kdy v každém modulu jsou dva registry, do kterých se příslušné hodnoty zapisují, jeden vždy slouží pro spínání horního a druhý pro spínání dolního tranzistoru ve větvi.

Pro tento účel jsou využity registry EPwmXRegs.CMPA.half.CMPA a EPwmXRegs.CMPB, kde X značí číslo PWM modulu, v tomto případě to jsou moduly 1, 2 a 3. Do těchto registrů se vždy zapisují jen dvě možné hodnoty, kdy jedna odpovídá stavu Zapnuto, a druhá stavu Vypnuto.

Do návrhu realizovaných spínacích kombinací bylo nutné zahrnout také fakt, že tranzistory využívají inverzní logiku, tedy že jsou aktivní v logické 0. Tímto způsobem je tedy nutné upravit hodnoty, které se zapisují do příslušných registrů, ovládajících PWM výstupy.

V nastavení PWM modulu pro tvorbu spínacích pulzů, kterými jsou ovládány tranzistory, jsou rovněž nastaveny tzv. „mrtvé doby“, které zajišťují, aby nedocházelo k současnému spínání obou tranzistorů ve větvi, a tedy ke zkratům.

3.2.4. Rekonstrukce napětí

Podprogram nazvaný Rekonstrukce napětí provádí rekonstrukci vektoru statorového napětí, respektive jeho α a β složek, které jsou nezbytné pro výpočet reálné a imaginární složky vektoru statorového magnetického toku z (1.3) a (1.4). Rekonstrukce probíhá ze známé hodnoty napětí meziobvodu, která je trvale měřena a vyhodnocována, a aktuální nastavené spínací kombinace.

Výsledné složky vektoru statorového napětí $u_{1\alpha}$ a $u_{1\beta}$ se vypočítávají dle hodnot uvedených v Tab. 1.

4. Uživatelské rozhraní v programu LabView

Pro možnost jednoduchého a přehledného ovládání celého řídicího algoritmu je použito uživatelské rozhraní, též zvané HMI (Human-Machine Interface, v překladu Rozhraní člověk-stroj) vytvořené v programu LabView. Využité uživatelské rozhraní bylo převzato z [4], z toho důvodu, že toto splňovalo většinu požadavků, kladených na uživatelské rozhraní v této práci. Proběhla ovšem úprava původního rozhraní tak, aby bylo možné jej využít pro Depenbrockovu metodu přímého řízení momentu a případnou možnost budoucí implementace dalších metod přímého řízení momentu do jednoho systému.

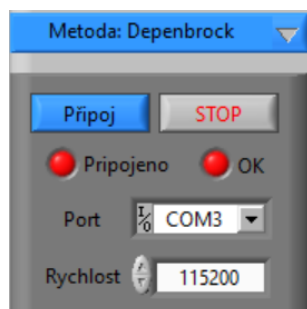
V tomto rozhraní je možné v reálném čase měnit parametry řízení, upravovat zobrazování analogových veličin a zároveň, díky informační části, sledovat všechny potřebné aktuální parametry, a tedy i správnost probíhající regulace.

4.1. Funkce jednotlivých částí rozhraní

Uživatelské rozhraní je složeno z několika částí, kdy každá tato část má svou určitou funkci. Níže jsou tyto jednotlivé části a jejich funkce blíže popsány.

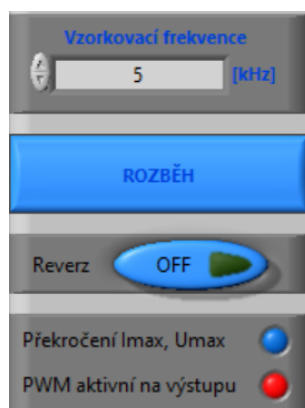
V komunikační části se zadávají dva parametry – sériový port, skrze který je propojen řídicí systém s PC, na kterém je spuštěno LabView, a komunikační rychlost. Komunikační rychlost je dána nastavením signálového procesoru v rámci programového vybavení, konkrétně zde je tato rychlost nastavena na 115200 Baud. Je nezbytné, aby nastavená rychlost procesoru a tato komunikační rychlost byly shodné, jinak není rozhraní v LabView schopno komunikovat s řídicím systémem. Oba parametry, tedy komunikační port i rychlost, je nutné nastavit před příkazem k připojení rozhraní k řídicímu systému, není možné je měnit za provozu. Další součástí komunikační části rozhraní jsou kontrolky komunikace informující o tom, zdali je komunikace navázána (Připojeno), a také jestli probíhá komunikace v pořádku (OK).

Výběr metody řízení je pouze přichystaný pro budoucí možnost propojení více metod v jednom rozhraní, resp. programovém vybavení, zde tedy nemá žádný konkrétní účinek.



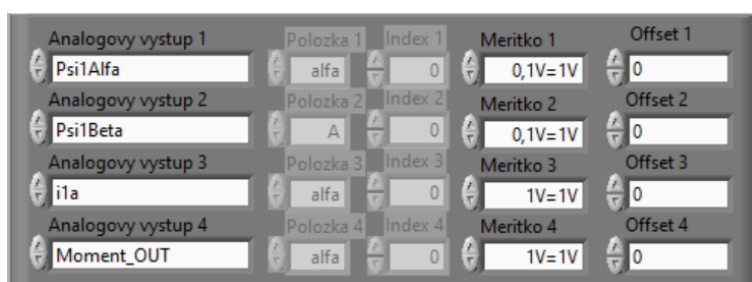
Obr. 13: Komunikační část HMI [4]

Příkazová část ovládacího rozhraní dává možnost výběru vzorkovací frekvence (a tedy frekvence regulace, viz *Kap.3.1.2.*), a také možnost reverzace pohonu (obě tyto možnosti je možné měnit operativně, tedy za plného provozu). Tlačítko Rozběh dává motoru pokyn k zahájení provozu dle nastavených parametrů. Součástí příkazové části jsou i dvě informační kontrolky – jedna, která signalizuje detekci nadproudu nebo přepětí, a druhá, která signalizuje spuštěný pohon, tedy aktivní PWM výstupy.



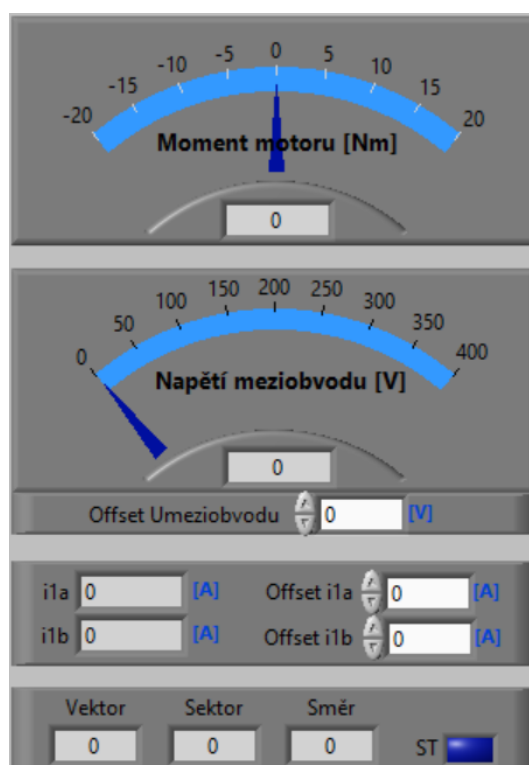
Obr. 14: Příkazová část HMI [4]

D/A převodník je využíván k možnosti zobrazování časových průběhů proměnných na osciloskop. Vzhledem k tomu, že použitý osciloskop i D/A převodník řídicího systému mají čtyři kanály, je možné najednou zobrazovat maximálně čtyři zvolené proměnné. Za zobrazovanou veličinu je možné zvolit kteroukoliv z proměnných využívaných v programovém vybavení, nejdůležitější však jsou pro zobrazování složky vektoru statorového magnetického toku, napětí, proudů, jednotlivé fázové proudy a výstupní moment motoru. Těmto proměnným je možné přiřazovat různá měřítka či offsety tak, aby bylo zobrazování co nejprehlednější a mělo nejvyšší možnou vypovídací hodnotu. Nastavené parametry měřitek a offsetů jsou odesílány na konci přerušovací rutiny A/D převodníku do D/A převodníku, který dle těchto parametrů – koeficientů – upraví velikost zobrazovaných proměnných.



Obr. 15: Část HMI k ovládání D/A převodníku [4]

Informační část ovládacího rozhraní slouží k zobrazování důležitých parametrů, kterými zde jsou skutečný moment motoru, napětí meziobvodu, velikosti fázových proudů a dále také aktuálně sepnutý napěťový vektor, sektor, ve kterém se nachází vektor statorového magnetického toku, směr otáčení motoru a požadavek na moment S_T . Vzhledem k tomu, jak rychle probíhá regulace, je tento panel, obzvláště jeho dolní část, jen přibližně informativního charakteru, protože hodnoty zobrazovaných veličin se v praxi mění podstatně dynamičtěji, než jak rychle probíhá aktualizace těchto oken. Například pro kvalitní zobrazení časových průběhů fázových proudů je mnohem více vhodné využít D/A převodníku a zobrazování na osciloskopu. Pro napětí meziobvodu i fázové proudy je velmi vhodné použít offset, který vykompenzuje nepřesnost použitých LEM čidel, která by, v případě, že by tato nepřesnost nebyla potlačena, mohla ovlivnit přesnost regulace.



Obr. 16: Informační část HMI [4]

Zadávací část pro moment obsahuje zadávání žádané hodnoty momentu motoru a velikost hysterezního pásma momentového regulátoru. Taktéž je zde možnost pro povolení, resp. zakázání, korekce momentu (použitím spínací tabulky pouze s aktivními napěťovými vektory) během reverzace. Všechny parametry je možné měnit operativně za chodu motoru.



Obr. 17: Zadávací část HMI pro moment [4]

Zadávací část ovládacího rozhraní pro velikost statorového magnetického toku je tvořena oknem pro zadání žádané hodnoty statorového magnetického toku a možností zapnout, respektive vypnout, nabuzování motoru před spuštěním řídicího algoritmu.



Obr. 18: Zadávací část HMI pro statorový magnetický tok [4]

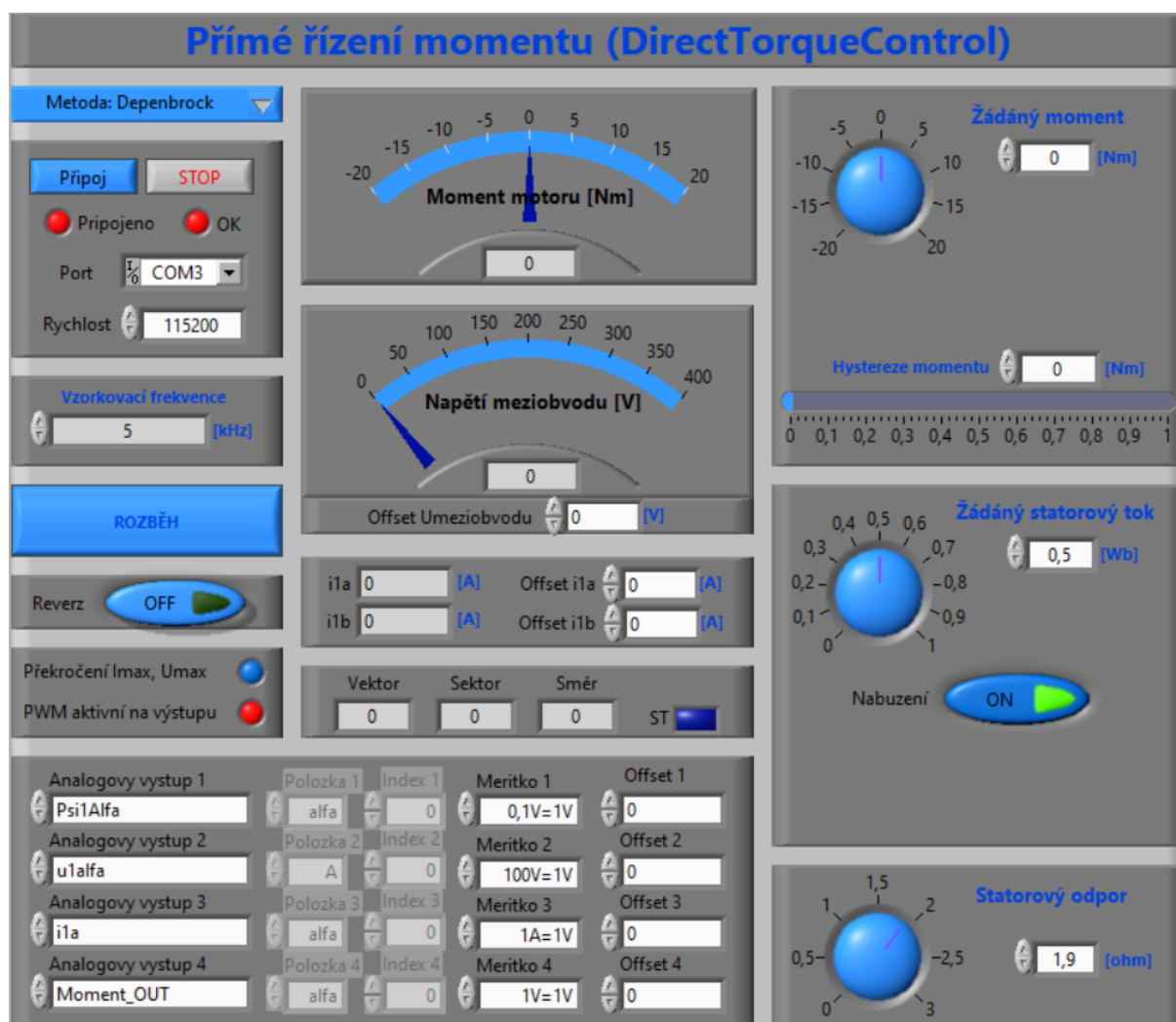
V této poslední zadávací části je nastavována hodnota odporu statorového vinutí. Je tudíž možné využít řídicí algoritmus i ovládací rozhraní pro více různých asynchronních motorů, nikoliv jen pro tento jeden konkrétní (blíže popisovaný v Kap 5.1.).



Obr. 19: Zadávací část HMI pro statorový odpor [4]

4.2. Vizuální podoba uživatelského rozhraní

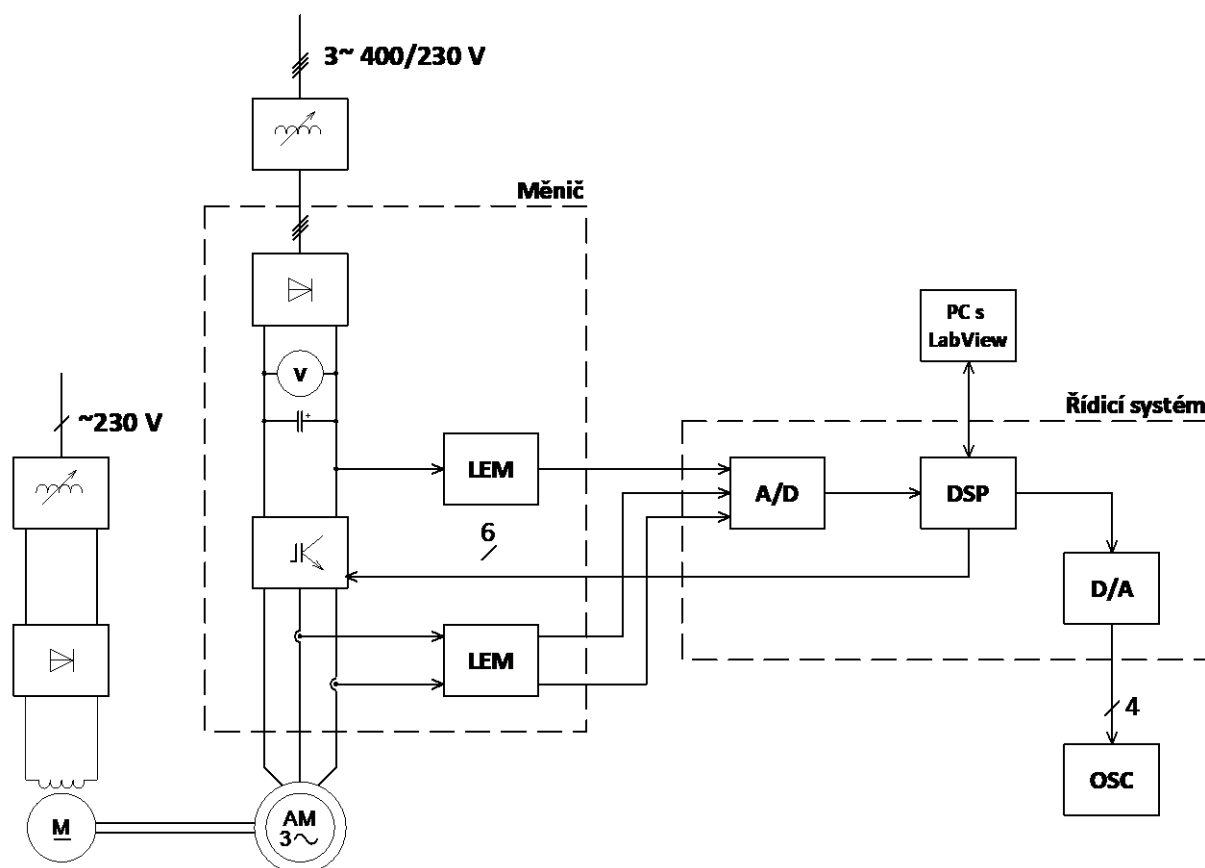
Všechny jednotlivé části uživatelského rozhraní, popsané v *Kap. 4.1.*, tvoří dohromady celé uživatelské rozhraní, které je zobrazeno níže na *Obr. 20*. Pomocí tohoto rozhraní je možné nastavovat všechny parametry potřebné pro Depenbrockovu metodu přímého řízení pohonu. Kromě parametrů zadávaných v komunikační části rozhraní (port a komunikační rychlost), které je nutné zadat ještě před připojením uživatelského rozhraní k řídicímu systému, je možné všechny zbylé parametry měnit již v připojeném stavu i za chodu motoru.



Obr. 20: Uživatelské rozhraní v programu LabView [4]

5. Popis měřicího stanoviště

Měřicí stanoviště se skládá z řízeného pohonu, zátěže (stejnoseměrný motor), napájecího měniče (nepřímý měnič kmitočtu s napěťovým meziobvodem) a řídicího systému. Jednotlivé části tohoto stanoviště jsou dále popsány podrobněji.



Obr. 21: Blokové schéma měřicího stanoviště

Legenda k Obr. 21:

- DSP – Digitální signálový procesor
- A/D – A/D převodník řídicího systému
- D/A – D/A převodník řídicího systému
- OSC – Osciloskop
- LEM – LEM čidla napětí (v meziobvodu) a proudů (fázových)

5.1. Parametry použitého asynchronního motoru

Řízený pohon je tvořen třífázovým asynchronním motorem typu P112M04 firmy MEZ Frenštát, o jmenovitém výkonu 2,7 kW s vinutou kotvou nakrátko. Motor je též vybaven inkrementálním snímačem otáček IRC 120/1024 se dvěma fázově posunutými výstupními signály, který je schopen zajistit rozlišení až 4096 kroků na jednu otáčku motoru. Podrobnější parametry motoru jsou uvedeny v tabulce níže.

Tab. 9: Parametry asynchronního motoru

Jmenovitý činný výkon	2,7 kW
Jmenovitý účinník $\cos \varphi$	0,75
Jmenovité otáčky	1360 min ⁻¹
Počet polpárů	2
Jmenovitý moment	19 Nm
Jmenovitý moment setrvačnosti	0,013 kg·m ²
Jmenovité satorové napětí	380/220 V, zapojení do hvězdy
Jmenovité rotorové napětí	108 V (sdružené při zapojení do hvězdy)
Jmenovitý satorový proud	7,51 A
Jmenovitý rotorový proud	17 A
Odpor fáze satoru	1,83 Ω (studený stav); 2,1 Ω (teplý stav)
Odpor fáze rotoru	0,203 Ω (studený stav); 0,233 Ω (teplý stav)
Přepočtený odpor fáze rotoru	2,19 Ω (studený stav); 2,51 Ω (teplý stav)
Rozptylová indukčnost fáze rotoru	0,008 H
Rozptylová indukčnost satoru	0,008 H
Hlavní indukčnost	0,129 H
Jmenovitý rotorový tok	0,877 Wb (modul vektoru)
Jmenovitá magnetizační složka proudu	6,8 A
Jmenovitá momentotvorná složka proudu	8,16 A
Rotorová časová konstanta	54,6 ms

5.1.1. Parametry pracovního mechanismu

Jako zátěž, tedy pracovní mechanismus, je použit stejnosměrný cize buzený motor typu MB 112S, propojený s asynchronním motorem prostřednictvím čepové spojky. Základní parametry tohoto motoru jsou uvedeny v následující tabulce.

Tab. 10: Parametry stejnosměrného motoru – zátěže

Jmenovitý výkon	1,6 kW
Jmenovité napětí kotvy	160 V
Jmenovité budicí napětí	190 V
Jmenovité otáčky	1300 min ⁻¹
Jmenovitý moment setrvačnosti	0,022 kg·m ²

5.2. Parametry použitého měniče

Pro napájení asynchronního motoru je použit nepřímý měnič kmitočtu s napětovým meziobvodem, vytvořený Katedrou elektroniky na VŠB-TUO. Měnič je tvořen třífázovým neřízeným můstkovým usměrňovačem, kondenzátorovou baterií v meziobvodu, střídačovou částí tvořenou třemi výkonovými IGBT moduly typu půlmůstek (včetně zpětných diod), snímači fázových proudů a výkonovými budiči tranzistorů. Usměrňovač i tranzistory mohou být, díky bezpotenciálovému provedení modulů, umístěny na jeden společný aktivní chladič. Níže je uveden stručný soupis parametrů jednotlivých částí tohoto měniče.

Usměrňovač [6]:

- Třífázový neřízený můstkový
- Typ: SEMIKRON SKD 50/12
- Maximální vstupní napětí: 1200 V
- Maximální vstupní proud: 50 A

Střídač – IGBT [7]:

- Půlmůstkové zapojení včetně zpětných diod
- Typ: SEMIKRON SKM 75 GB 123 D
- Maximální napětí kolektor-emitor: 1200 V
- Maximální proud kolektorem: 75 A
- Maximální proud zpětnou diodou: 75 A

Budiče [8]:

- Typ: CONCEPT 6SD106E1
- Maximální spínací frekvence budičů 100 kHz
- Nastavitelná střída 0–100 %
- Integrovaná nadproudová a zkratová ochrana

Snímače fázových proudů [9]:

- | | |
|------------------------------|-----------------------------------|
| - Typ: | LEM LAH 25-NP |
| - Rozsahy měřitelného proudu | 8-12-25 A |
| - Konstrukce snímače | Hallova sonda s uzavřenou smyčkou |

Snímač napětí v meziobvodu [10]:

- | | |
|------------------------------------|-----------------------------------|
| - Typ: | LEM LV 25-P |
| - Rozsah měřitelného napětí | 10 – 500 V |
| - Rozsah vstupního měřeného proudu | 0 – ±14 mA |
| - Konstrukce snímače | Hallova sonda s uzavřenou smyčkou |

5.3. Parametry použitého řídicího systému

Základem řídicího systému, vytvořeného Katedrou elektroniky, kterým je řízen výše popsany měnič, je digitální signálový procesor typu TMS320F28335 firmy Texas Instruments. Tento systém disponuje dostatečným výpočetním výkonem, aby byl schopný kvalitně zajistit i náročnější metody řízení pohonů, mezi které přímé řízení momentu patří. Nejdůležitější parametry použitého signálového procesoru jsou uvedeny níže. Patří mezi ně například [5]:

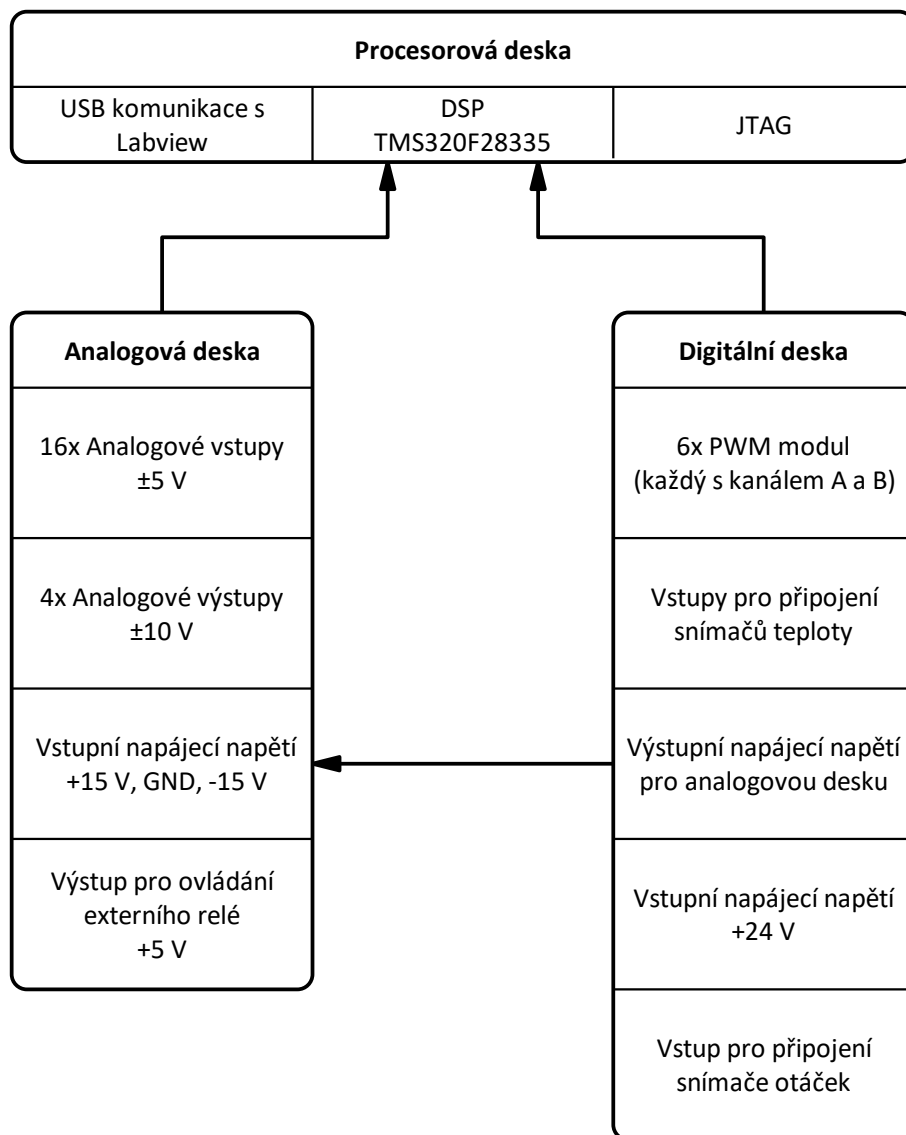
- Maximální taktovací frekvence jádra – 150 MHz
- Napájecí napětí jádra – 1,9 V; pro IO – 3,3 V
- Maximální délka slova procesoru – 32 bitů
- Harvardská architektura
- Paměť Flash – 16 x 256k
- Operace v plovoucí řádové čárce (FPU)
- 18 PWM výstupů
- Možnost připojení signálu z enkodéru
- Tři 32bitové časovače
- Rozhraní pro sériovou komunikaci – SPI, I²C, CAN, UART
- 12bitový 16kanálový A/D převodník
- JTAG

Řídicí systém je složen ze tří částí, desek – procesorové, analogové a digitální. Blokové schéma tohoto řídicího systému je zobrazeno níže, na *Obr. 22*.

Procesorová deska obsahuje samotný signálový procesor, jeho periferie, krystal a komunikační rozhraní pro USB a JTAG.

Digitální deska je tvořena PWM moduly, vstupy pro možnost připojení externích teplotních snímačů, vstupem pro možnost připojení inkrementálního čidla otáček a rozvodem napájecích úrovní. Celý řídicí systém je napájen 24 V stejnosměrného napětí, které digitální deska distribuuje jak pro vlastní potřebu, tak i pro procesorovou (1,9 V a 3,3 V) a analogovou desku (±15 V).

Analogová deska obsahuje především analogové vstupy a výstupy pro A/D a D/A převodníky. Vstupní analogové signály mohou dosahovat úrovně ± 5 V, výstupní analogové signály pak mohou být v rozmezí ± 10 V. Analogová deska je také vybavena 5V výstupem pro ovládání externího relé.



Obr. 22: Blokové schéma řídicího systému

6. Praktické ověření funkčnosti navrženého řídicího algoritmu

Pro praktické ověření funkčnosti navrženého algoritmu bylo využito laboratorního stanoviště se všemi jeho součástmi, popsány v rámci *Kap. 5*. Dále byly při samotném měření použity tyto přístroje:

- Multimetr Agilent U1242A (V-metr)
- Osciloskop Teledyne LeCroy WaveSurfer 424
- Autotransformátor RA55 (buzení SS motoru) – nastaven na hodnotu 100 V
- Usměrnovací můstek pro napájení budicího vinutí SS motoru
- Regulovaný oddělený transformátor pro napájení měniče

V následujících podkapitolách jsou zobrazeny výsledky měření různých stavů chodu motoru, jako jsou rozběh, reverzace a chod v ustáleném stavu, a jejich rozdílnosti při změnách vstupních parametrů.

Zobrazované veličiny a jejich měřítka pro *Kap. 6.1*, *Kap. 6.2* a *Kap. 6.3* jsou následující:

- C1 – $\psi_{1\alpha}$ (1 V = 0,1 Wb)
- C2 – $u_{1\alpha}$ (1 V = 100 V)
- C3 – i_{1a} (1 V = 1 A)
- C4 – M_{out} (1 V = 1 Nm)

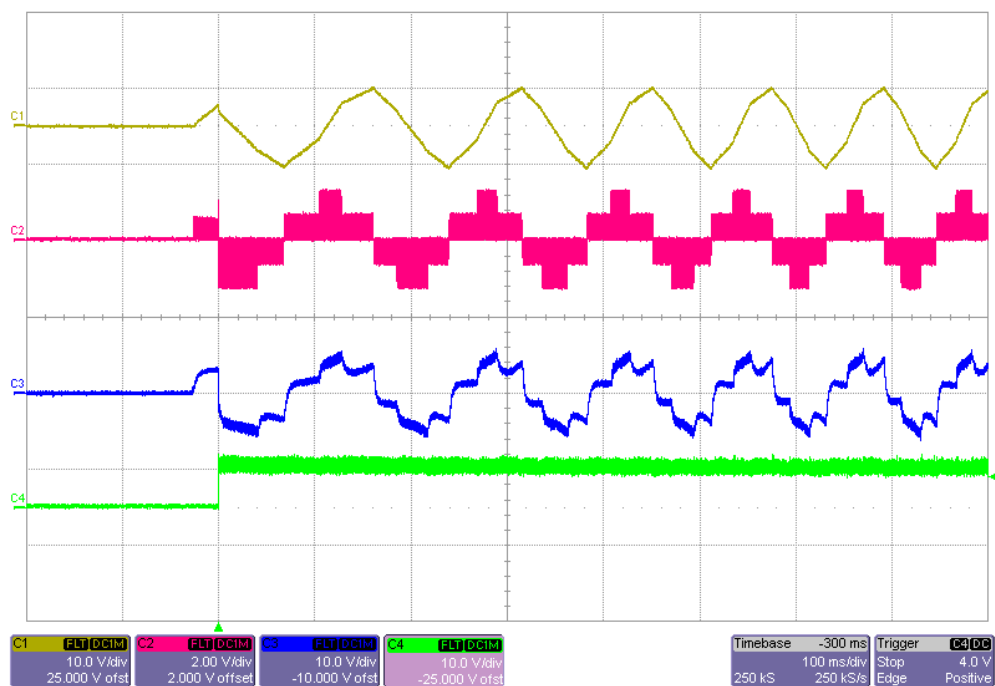
Pro *Kap. 6.4* jsou zobrazované veličiny a jejich měřítka odlišná, tyto jsou zmíněny v úvodu této podkapitoly.

6.1. Rozběh motoru

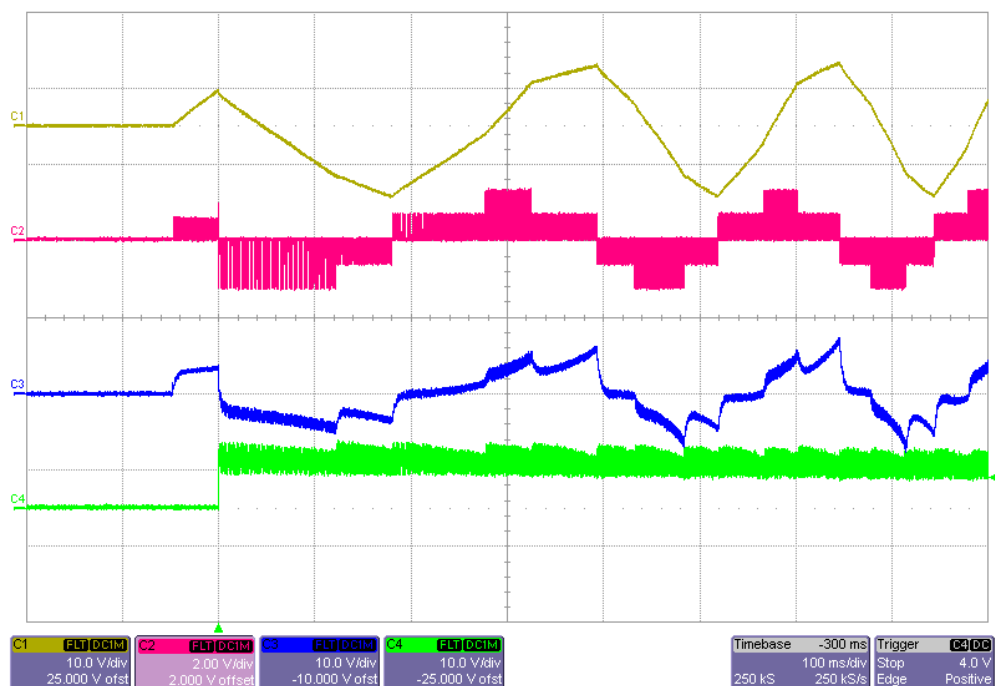
Rozběh motoru ve všech případech probíhá pro napětí v meziobvodu 200 V, vzorkovací frekvenci 10 kHz, nulovou hysterezi momentu a zapnutou funkci nabuzování motoru před spuštěním. První dva snímky se liší pouze ve žádaného statorového magnetického toku, kdy v prvním případě je tato hodnota 0,5 Wb (motor je podbuzený), ve druhém pak 0,87 Wb, což je zároveň i jmenovitá hodnota toku pro použitý motor (viz *Tab. 9*).

Obr. 25 pak zachycuje rozběh motoru pro výše uvedené vstupní parametry a žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,5 Wb, ovšem s vypnutou funkcí nabuzování motoru před spuštěním.

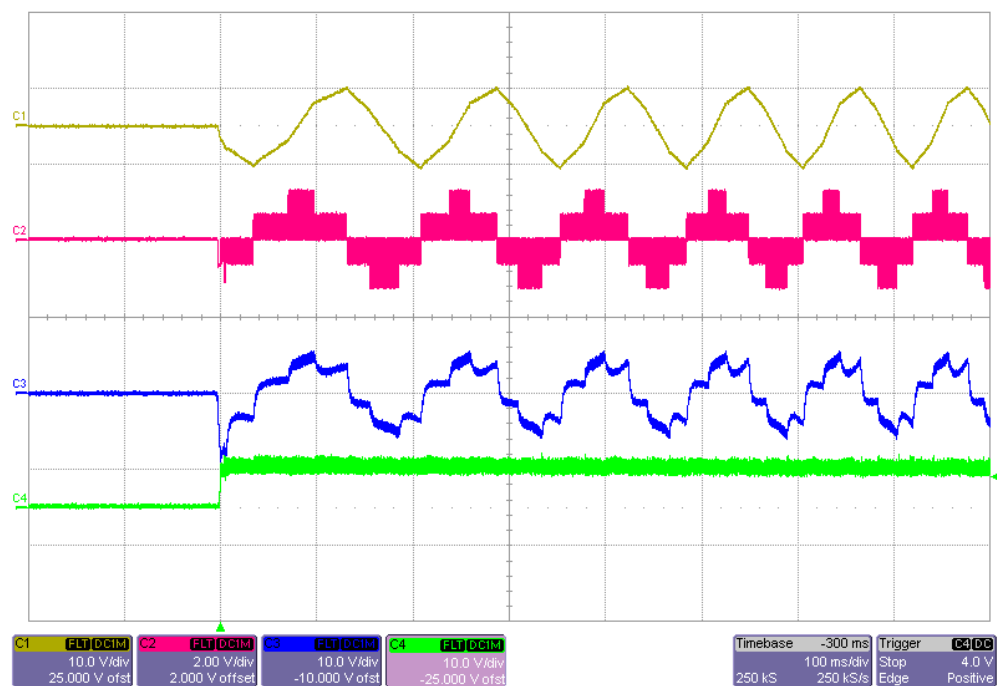
Na *Obr. 26* je pro názornost zobrazen časový průběh veličin pro výše uvedené napětí v meziobvodu a vzorkovací frekvenci, dále žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,5 Wb, ale vyšší hodnotu žádaného momentu, tedy 10 Nm. U tohoto snímku je zároveň použito jiné měřítko pro průběh momentu (kanál C4) než na ostatních snímcích, zde použité měřítko je 1 V = 10 Nm.



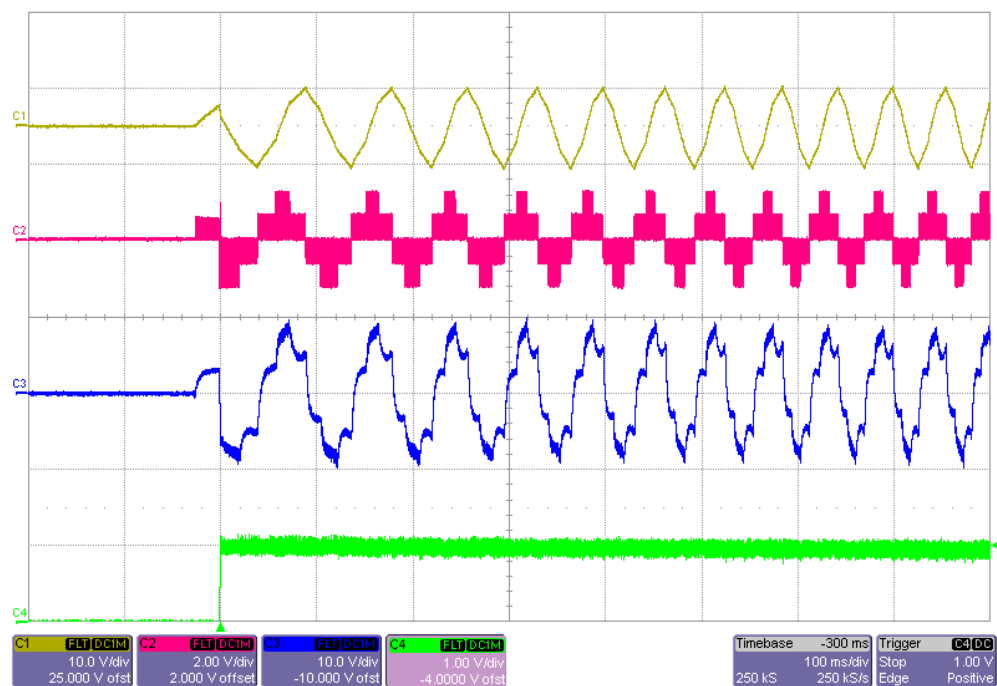
Obr. 23: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
 (C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 24: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
 (C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 25: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, vypnutý algoritmus nabuzování motoru
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 26: Rozběh motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 10 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})

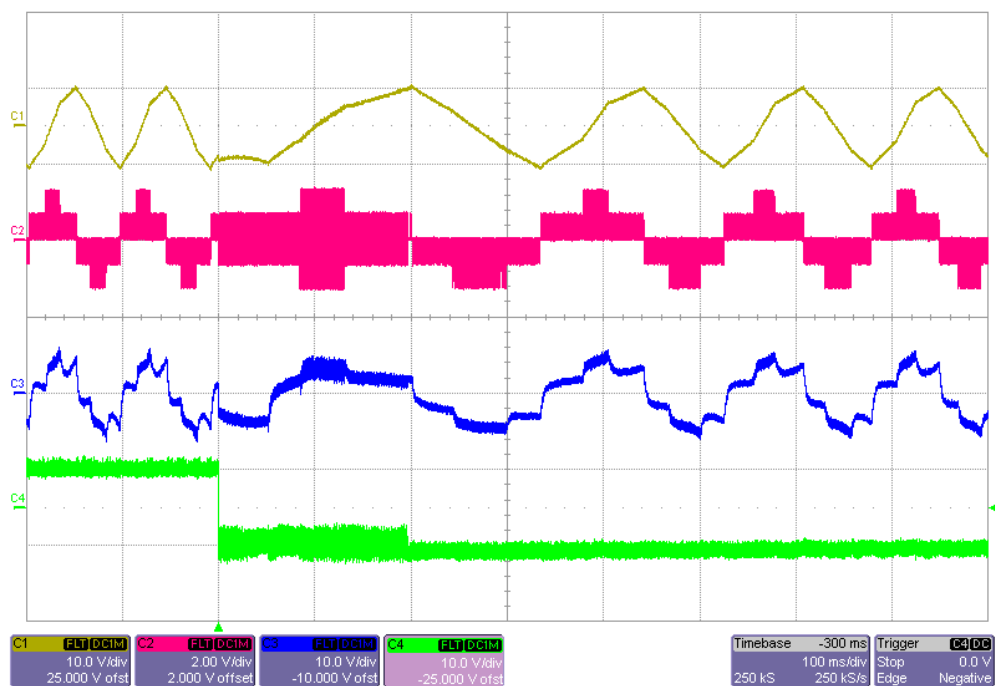
Porovnáním *Obr. 23* a *Obr. 24* je patrné, že během nabuzování motor nedostane pokyn k rozběhu, dokud velikost α složky vektoru statorového magnetického toku (C_1) nedosáhne poloviční hodnoty toku žádaného. V okamžiku, kdy této hodnoty dosáhne, je motor plně nabuzen na žádanou hodnotu a na statorovém vinutí se začne vytvářet točivé magnetické pole. Zmíněná poloviční hodnota α složky vektoru statorového magnetického toku vychází z principu nabuzování, protože nabuzování probíhá pomocí aktivního napěťového vektoru \underline{u}_2 , v jeho maximální hodnotě je tedy α složka vektoru statorového magnetického toku přesně poloviční, zatímco β složka vektoru statorového magnetického toku je rovna žádané hodnotě statorového magnetického toku (viz *Kap. 1.1.*). Z porovnání obou snímků je též patrné, že pro vyšší hodnotu žádaného statorového magnetického toku je zároveň větší i rozkmit momentu, což je však obsahem *Kap. 6.3.* Poslední důležitou informací, kterou je možné na snímcích pozorovat je, že pro vyšší hodnotu žádaného statorového magnetického toku zároveň platí nižší rychlost otáčení točivého magnetického pole statoru (a tedy i rotoru), což je dáno delší trajektorií, kterou opisuje koncový bod vektoru statorového magnetického toku. Ze stejného důvodu je rovněž i rozběh motoru delší pro vyšší žádanou hodnotu statorového magnetického toku.

Na *Obr. 25* je na začátku patrný nežádoucí proudový překmit, který je způsobený vypnutou funkcí nabuzování motoru, motor se tedy zároveň roztáčí i nabuzuje. V krajních případech takováto situace vede až k reakci ochranných prvků nebo dokonce poškození či zničení měniče, popř. samotného motoru. Proto je vhodné využívat funkce nabuzování motoru před spuštěním pomocí zvláštního algoritmu.

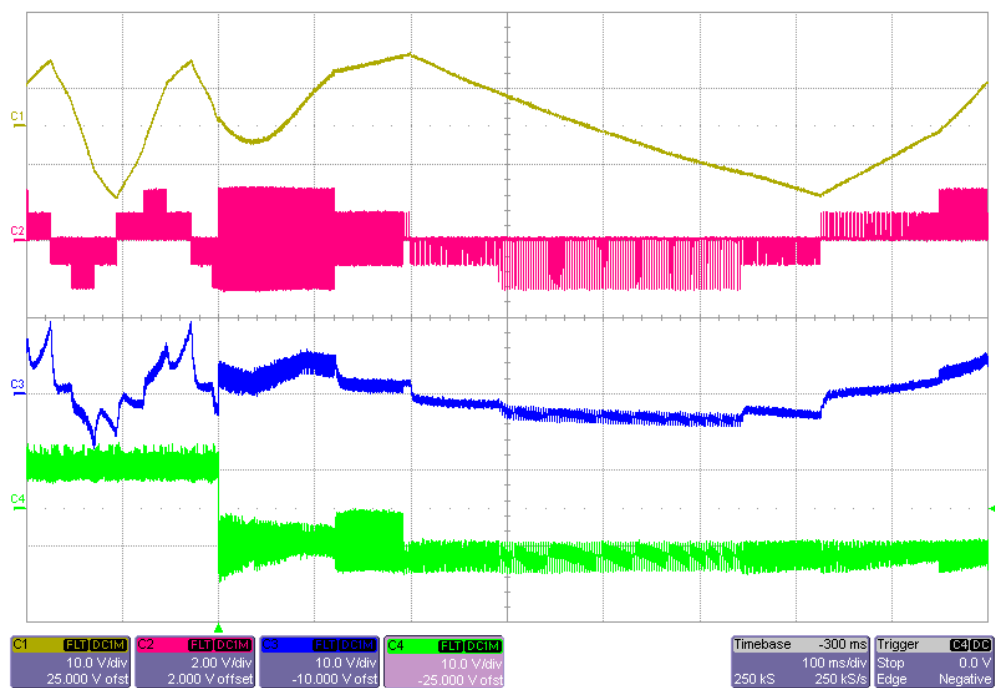
Obr. 26 znázorňuje rozběh motoru pro vyšší hodnotu žádaného momentu než v předchozích případech. Z tohoto snímku je patrný nárůst dynamiky při rozběhu oproti předchozím snímkům, a také vyšší otáčky, na kterých se motor, díky zatížení stejnosměrným motorem, ustálí.

6.2. Reverzace motoru

Rozběh motoru v obou případech probíhá pro napětí v meziobvodu 200 V, žádaný moment 5 Nm, vzorkovací frekvenci 10 kHz, nulovou hysterezi momentu a zapnutou funkci korekce momentu během reverzace (tedy použití pouze aktivních vektorů). Opět, podobně jako v *Kap. 6.1.*, je jediná rozdílnost ve velikosti žádaného statorového magnetického toku, tedy 0,5 Wb pro první snímek a 0,87 Wb pro snímek druhý.



Obr. 27: Reverzace motoru, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



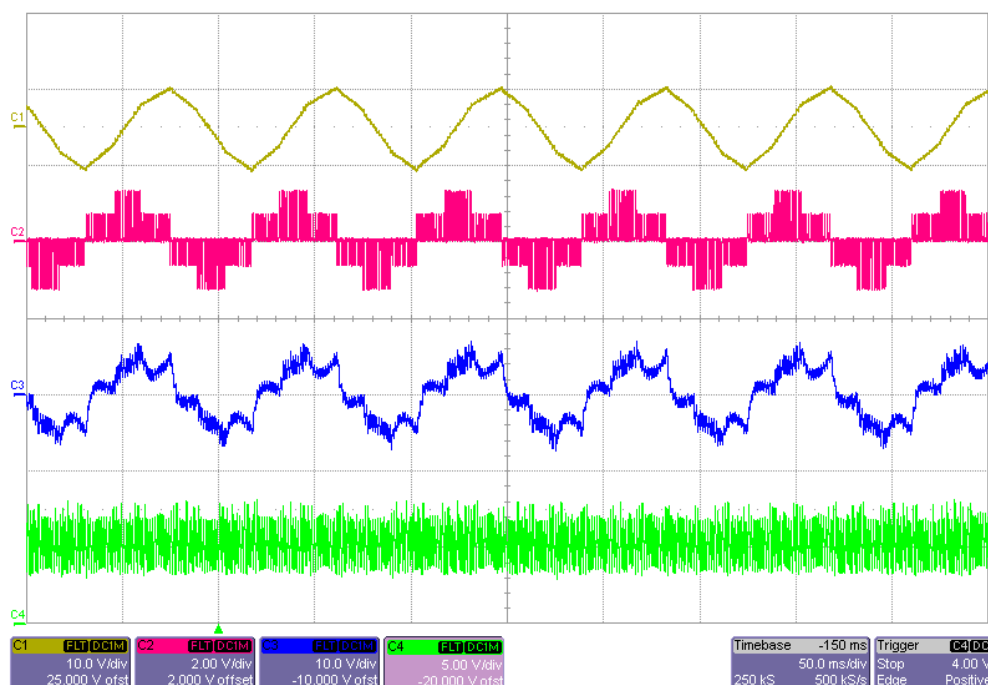
Obr. 28: Reverzace motoru, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})

Na obou snímcích (Obr. 27 a Obr. 28) je patrné, že funkce korekce rozkmitu momentu během reverzace je funkční. Tento fakt je patrný především z průběhu α složky vektoru statrového napětí (C2), kdy je na tomto průběhu v prvních okamžicích reverzace patrné, že nedochází ke spínání nulových vektorů

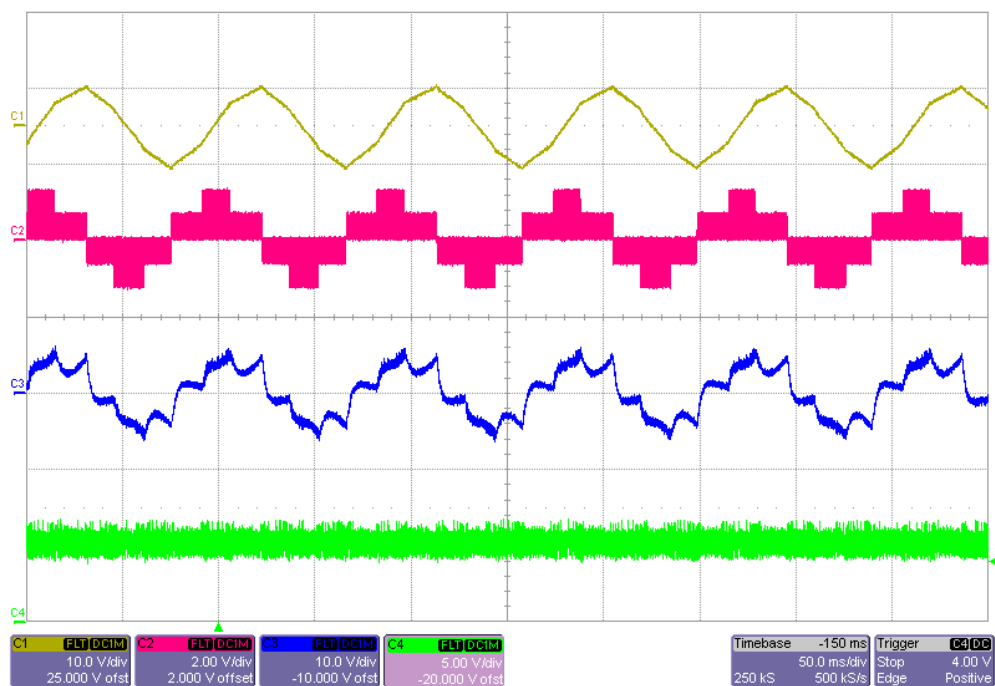
(jako je tomu například v době před požadavkem na reverzaci), nýbrž dochází k přepínání mezi aktivními napěťovými vektory, jejichž vzájemný směr působení je přesně opačný. Opět, obdobně jako v *Kap. 6.1.*, je u snímku s vyšší žádanou hodnotou statorového toku patrný i vyšší rozkmit momentu, a to jak v ustáleném stavu, tak i během reverzace. Taktéž lze pro vyšší statorový magnetický tok pozorovat i podstatně delší dobu, za kterou je po reverzaci dosaženo ustáleného stavu, kdy je tato doba pro vyšší hodnotu statorového magnetického toku několikanásobně delší než pro nižší hodnotu statorového magnetického toku. Tento jev je způsoben, obdobně jako to je zmíněno v *Kap. 6.1.*, delší trajektorií koncového bodu vektoru statorového magnetického toku, a tedy jak nižší hodnotou dosahovaných otáček, tak i pomalejším roztáčením. Doba poklesu otáček k nulové hodnotě, během které jsou používány pouze aktivní vektory, je však pro obě hodnoty statorového magnetického toku stejná.

6.3. Ustálený stav – rozkmit momentu

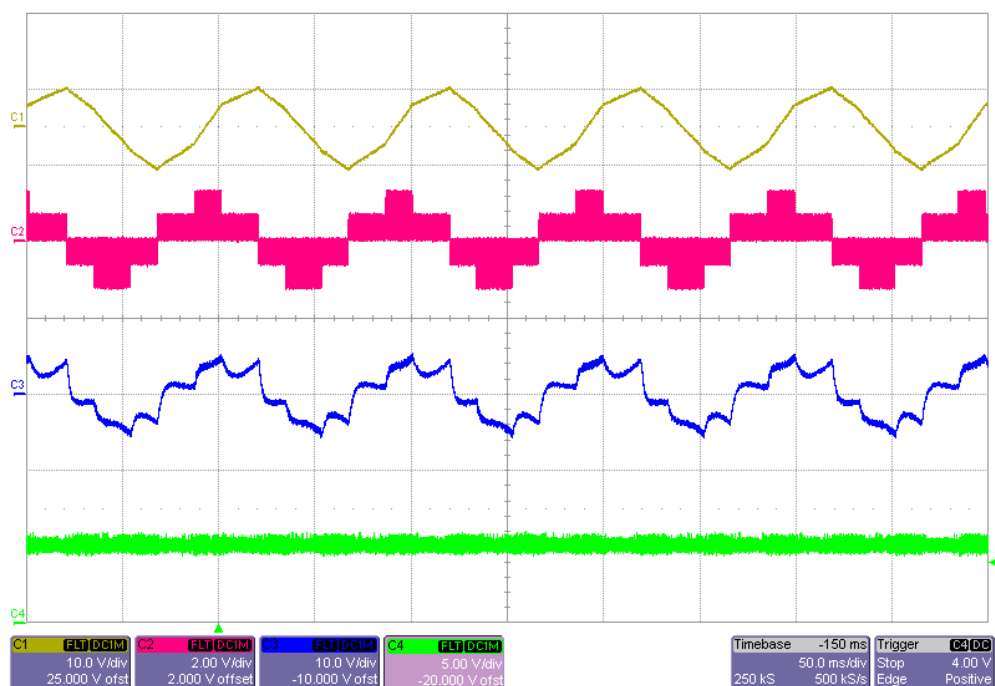
V rámci tohoto bodu měření je sledován rozkmit momentu motoru v ustáleném stavu při změně vstupních parametrů. Měření probíhá pro obdobné parametry jako v předchozích dvou případech, tedy napětí v meziobvodu 200 V, žádaný moment 5 Nm. Vzorkovací frekvence a hystereze momentu v tomto případě nejsou pevně dané. Měření bylo provedeno pro obě doposud používané hodnoty žádaného statorového magnetického toku, tedy 0,5 Wb a 0,87 Wb, dále pro tři různé vzorkovací frekvence (5 kHz, 10 kHz a 20 kHz) a také dvě rozdílné hodnoty hystereze momentu (0 Nm a 1 Nm). Níže jsou uvedeny vybrané snímky pouze pro vizuální porovnání. Výsledné hodnoty rozkmitu momentu pro všechny kombinace výše zmíněných parametrů, které byly měřena za pomoci kurzorů, jsou shrnuty v *Tab. 11* a *Tab. 12*.



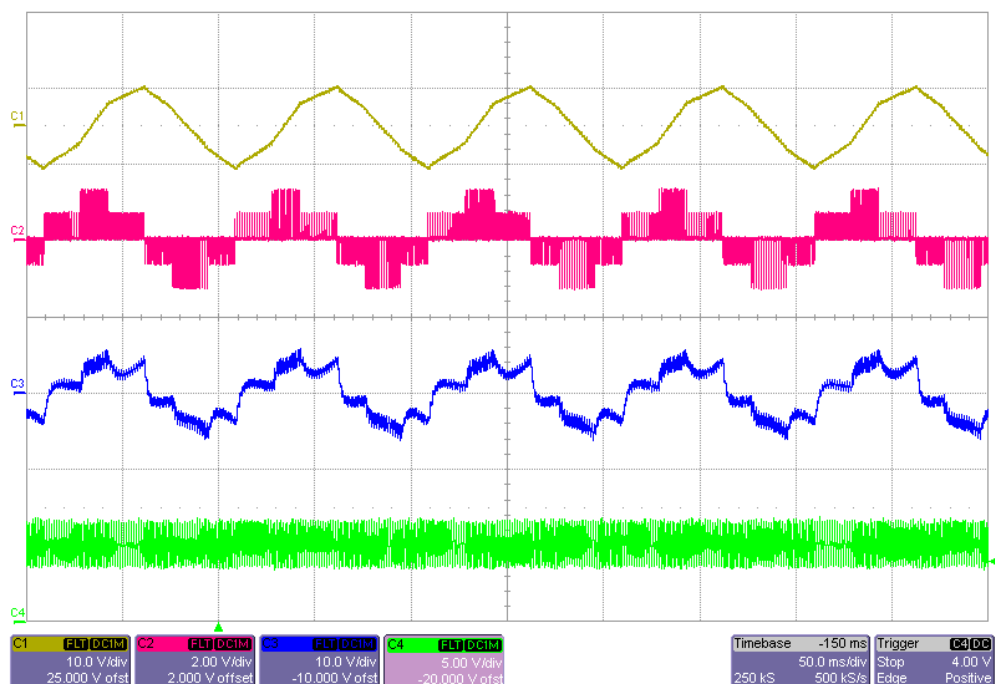
Obr. 29: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_z = 5 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



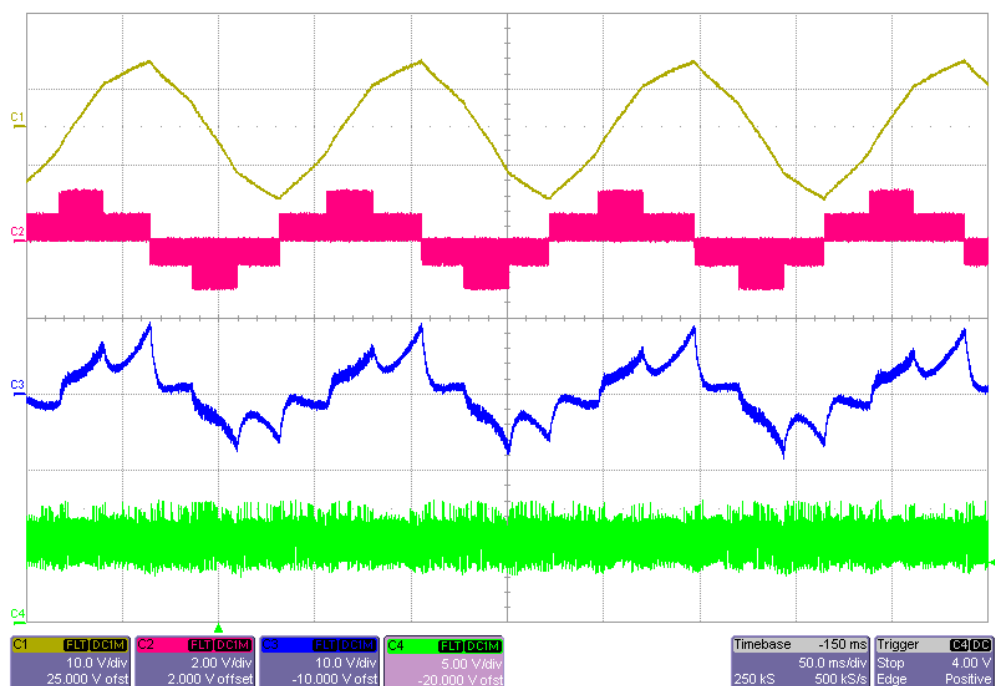
Obr. 30: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



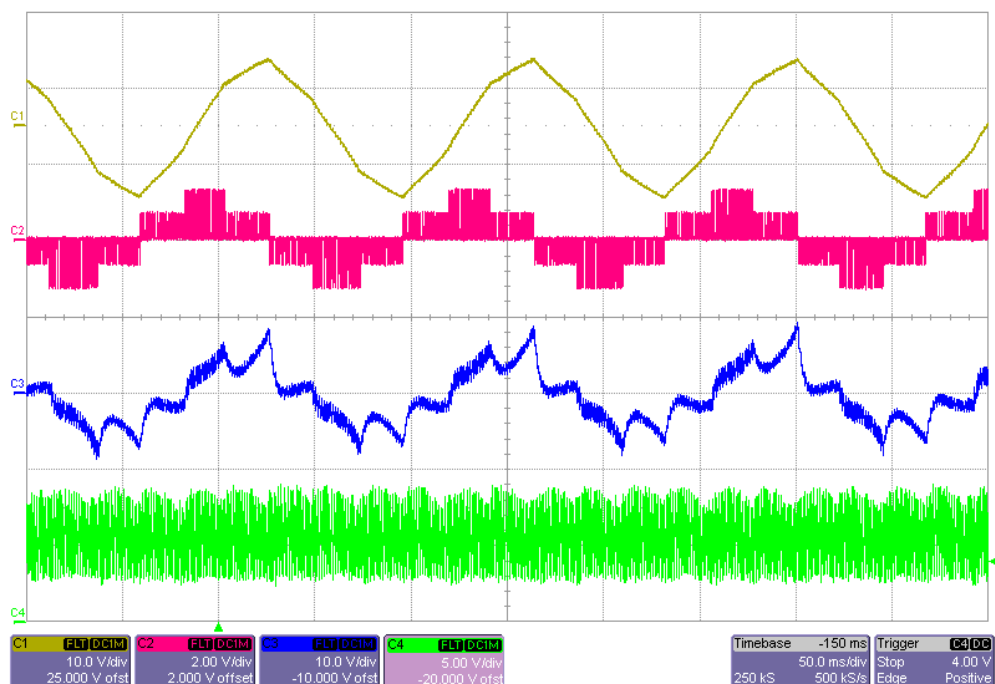
Obr. 31: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 32: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 33: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. 34: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{VZ} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\Psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})

Tab. 11: Srovnání rozkmitu momentu pro žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,5 Wb

Hystereze momentu [Nm]	Vzorkovací frekvence [kHz]		
	5	10	20
0	3,5 Nm	2,2 Nm	1,2 Nm
1	5,5 Nm	4,0 Nm	2,7 Nm

Tab. 12: Srovnání rozkmitu momentu pro žádanou hodnotu statorového magnetického toku 0,87 Wb

Hystereze momentu [Nm]	Vzorkovací frekvence [kHz]		
	5	10	20
0	7,0 Nm	4,0 Nm	2,0 Nm
1	8,0 Nm	5,5 Nm	4,0 Nm

Z Obr. 29 až Obr. 34 je pouhým pohledem patrné, že na velikost rozkmitu momentu mají vliv všechny zadávané parametry, tedy velikost žádaného statorového magnetického toku, vzorkovací frekvence i velikost hystereze momentu.

Nejnižšího rozkmitu bylo, dle Tab. 11 a Tab. 12, dosaženo při nižší hodnotě žádaného statorového magnetického toku, nejvyšší vzorkovací frekvenci a zároveň nulové hysterezi momentu, tento rozkmit dosahoval hodnoty 1,2 Nm. To je dáno tím, že při nejvyšší vzorkovací frekvenci dochází k regulaci častěji, tudíž je řídicím algoritmem rychleji zaregistrováno překročení žádané hodnoty momentu a je

sepnut nulový vektor pro snížení momentu, a naopak je díky rychlé regulaci brzy zjištěn pokles momentu pod žádanou hodnotu, tudíž je opět sepnut aktivní vektor pro zvýšení tohoto momentu. Z výše uvedených tabulek je také patrné, že pro nulovou hysterezi momentu se při zvýšení žádané hodnoty satorového magnetického toku zvětšil rozkmit momentu téměř na dvojnásobnou hodnotu.

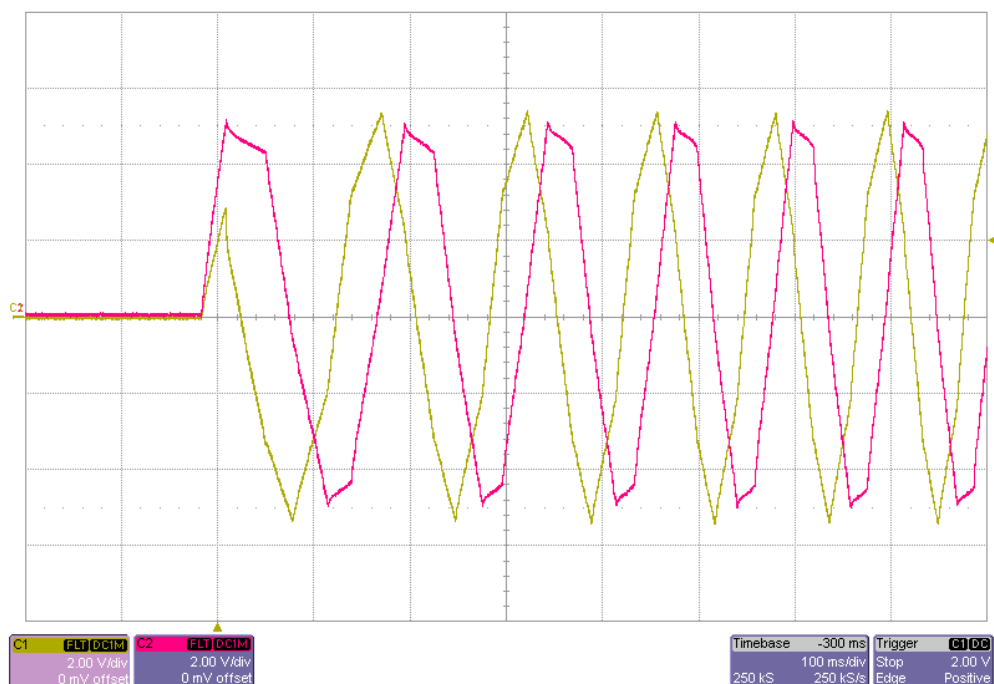
6.4. Trajektorie koncového bodu vektoru satorového magnetického toku

Posledním bodem provedeného měření je zjištění trajektorie, kterou opisuje koncový bod vektoru satorového magnetického toku. Pro tento účel bylo nutné změnit zobrazované veličiny (i jejich měřítka), jsou tedy v tomto případě zobrazovány α i β složky vektoru satorového magnetického toku, jejichž převedením do X-Y grafu je získána již zmíněná trajektorie koncového bodu vektoru satorového magnetického toku. Pro maximální vypovídací hodnotu těchto trajektorií byly změřeny rozběhy v kladném (proti směru hodinových ručiček) i záporném (ve směru hodinových ručiček) směru otáčení.

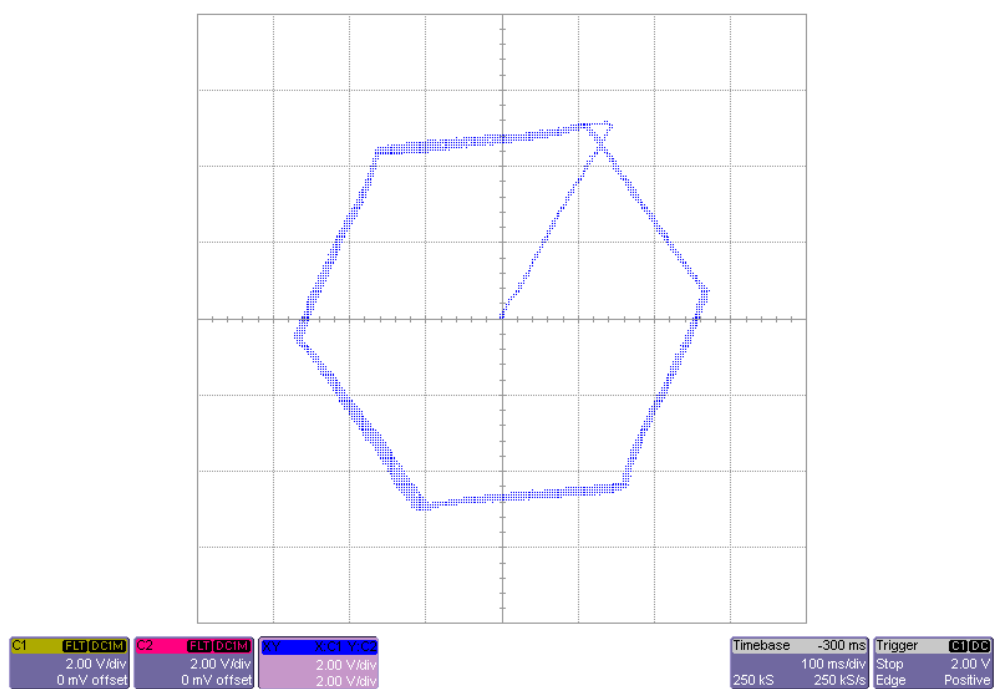
Měření bylo provedeno pro parametry – napětí v meziobvodu 200 V, žádaný moment 5 Nm, žádaný satorový magnetický tok 0,5 Wb, nulová hystereze momentu a vzorkovací frekvence 10 kHz.

Zobrazované veličiny a jejich měřítka jsou následující:

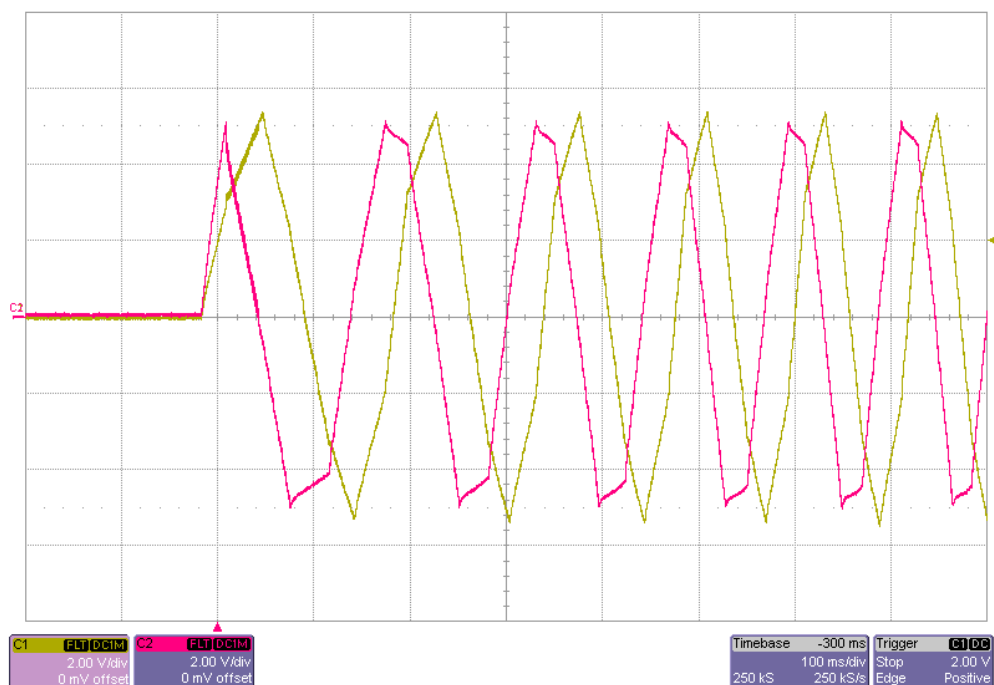
- C1 – $\psi_{1\alpha}$ (1 V = 0,1 Wb)
- C2 – $\psi_{1\beta}$ (1 V = 0,1 Wb)



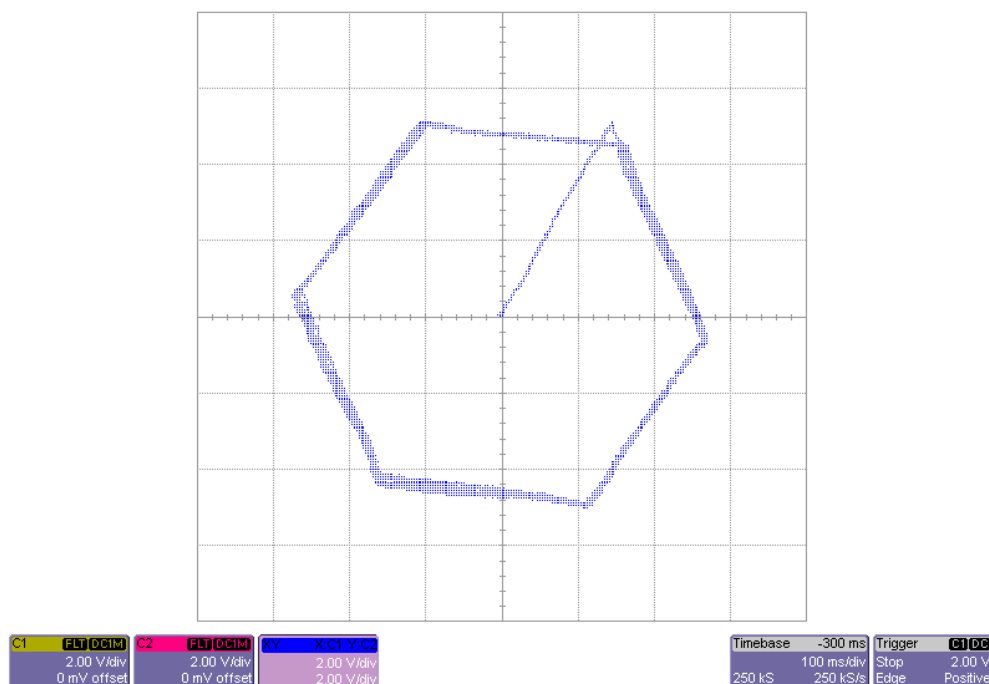
Obr. 35: Rozběh motoru v kladném směru otáčení, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $\psi_{1\beta}$)



Obr. 36: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku pro rozběh v kladném směru otáčení
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $\psi_{1\beta}$)



Obr. 37: Rozběh motoru v záporném směru otáčení, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $\psi_{1\beta}$)



Obr. 38: Trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku pro rozběh v záporném směru otáčení
($C1 - \psi_{1\alpha}$, $C2 - \psi_{1\beta}$)

Na Obr. 35, resp. Obr. 37, jsou zobrazeny obě složky vektoru statorového magnetického toku při rozběhu motoru kladným, respektive záporným, směrem. Na obou snímcích je též patrné, že je aktivní funkce nabuzování motoru před rozběhem, podobně, jako tomu bylo v rámci kap. 6.1. Zde je však patrný i fakt, zmíněný v této předchozí kapitole, a sice, že nabuzování pomocí aktivního vektoru \underline{u}_2 probíhá do okamžiku, kdy je α složka vektoru statorového magnetického toku rovna přesně polovině velikosti žádané hodnoty statorového magnetického toku, a zároveň kdy je β složka vektoru statorového magnetického toku rovna žádané hodnotě statorového magnetického toku, nárůst β složky je tedy strmější, jak je to z daných snímků i patrné.

Obr. 36 a Obr. 38 zachycují trajektorie koncového bodu vektoru statorového magnetického toku, která vznikla převedením Obr. 35 a Obr. 37 z časové roviny do X-Y grafu. Na těchto snímcích je vidět, že tyto trajektorie opisují tvar šestiúhelníku, což je charakteristickým znakem Depenbrockovy metody přímého řízení momentu, viz Kap. 1.1., jen je vždy tento šestiúhelník mírně natočený ve směru, ve kterém se otáčí motor. K této rozdílnosti oproti ideálnímu stavu, viz Obr. 2, dochází vlivem napěťového úbytku na statorovém vinutí při nízkých otáčkách. V praxi je tedy velikost šestiúhelníku poněkud menší, než jak je tomu v ideálním stavu. Deformace šestiúhelníku je velmi dobře patrná také z časového průběhu β složky vektoru statorového magnetického toku, kdy má (v ideálním případě) tato složka ve svých maximech (kladném i záporném) po dobu trvání příslušného sektoru (II. a V.) konstantní, což tvoří rovnou horní a dolní hranu šestiúhelníku. Ovšem v praxi, jak je patrné z Obr. 35 a Obr. 37, tato složka ve svých maximech není konstantní, nýbrž má klesající tendenci (bráno z hlediska absolutní hodnoty), což společně s deformací α složky vektoru statorového magnetického toku (která však z průběhů není tak patrná) zapříčiní onu zmiňovanou deformaci šestiúhelníku.

Na snímcích je také patrné již výše zmíněné prvotní nabuzování motoru, směr tohoto nabuzování je shodný se směrem aktivního napěťového vektoru \underline{u}_2 , pomocí kterého nabuzování probíhá, a probíhá shodným způsobem pro oba směry otáčení.

Závěr

Nejdůležitějším cílem této diplomové práce bylo navrhnout funkční řídicí algoritmus pro Depenborckovu metodu přímého řízení momentu, jeho implementace do řídicího systému se signálovým procesorem typu TMS320F28335 a následné praktické ověření jeho funkčnosti.

V úvodu práce je proveden teoretický rozbor přímého řízení momentu a jeho vybraných metod. Z těchto metod je detailněji popsána dále realizovaná Depenbrockova metoda, koncept návrhu řídicího algoritmu vychází právě z tohoto teoretického rozboru. Dále je provedeno srovnání přímého řízení momentu a vektorového řízení, od jejich historie až po jejich vzájemné výhody a nevýhody. V rámci této části jsou též blíže popsány dvě zásadní problematiky přímého řízení momentu – nabuzování motoru před rozběhem a jeho reverzace.

Ve druhé části probíhá návrh programového vybavení řídicího algoritmu. Celý tento program je vytvářen v jazyce C. Jednotlivé části vytvořeného programu jsou zde podrobně popsány, včetně příslušných vývojových diagramů. Taktéž jsou zde popsány všechny použité podprogramy. V této části práce jsou rovněž provedeny nezbytné úpravy již dříve vytvořeného uživatelského rozhraní pro účely této konkrétní metody a také bližší popis tohoto rozhraní.

Poslední část této práce je věnována praktickému ověření funkčnosti realizovaného řídicího algoritmu. Z měření, které je zdokumentováno v rámci *Kap. 6.*, vyplývá, že navržený algoritmus i uživatelské rozhraní jsou plně funkční a použitelné v praxi. Řídicí algoritmus je schopen zajišťovat regulaci pohonu při různých přechodných dějích, jakými jsou například rozběh a reverzace motoru, i při různých hodnotách žádaných vstupních parametrů řízení. Také byla ověřena funkce zadávání a změn těchto parametrů v reálném čase, stejně tak jako možnost měnit za chodu zobrazované veličiny D/A převodníku i jejich měřítko.

Navržený řídicí algoritmus bude, společně s uživatelským rozhraním, využíván při laboratorní výuce v předmětu Elektrické regulované pohony III jako součást laboratorní úlohy „Přímé řízení momentu asynchronního motoru“.

Tato práce může být dále rozvíjena například rozšířením stávajícího algoritmu momentového řízení o rychlostní regulátor, tedy by se již jednalo o regulaci rychlostní. Pro tuto možnost by však bylo nutné využít inkrementální snímač otáček. Dalším možným rozvojem je implementace dalších metod přímého řízení momentu do jednoho multifunkčního algoritmu s jednotným uživatelským rozhraním.

Seznam použité literatury

- [1] BRANDŠTETTER, Pavel. *Elektrické regulovatelné pohony III.*, Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, Ostrava, 2012. [cit. 30.4.2021].
- [2] HRDINA, Libor. *Metody přímého řízení momentu asynchronních motorů*. Ostrava, 2008. Disertační práce. Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava. [cit. 30.4.2021].
- [3] VAS, Peter. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: Oxford University Press, 1998. [cit. 30.4.2021].
- [4] FRANC, Matěj. *Přímé řízení momentu asynchronního motoru* [online]. Ostrava, 2016 [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <<http://hdl.handle.net/10084/115850>>. Diplomová práce. Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava.
- [5] Datasheet. TEXAS INSTRUMENTS, MS320F28335/F28334/F28332/F28235/F28234/F28232 Digital Signal Controllers (Rev. P). [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <<https://www.ti.com/lit/gpn/TMS320F28335?keyMatch=TMS320F28335&tisearch=search-technicaldocument>>
- [6] Datasheet. SEMIKRON, Power Bridge Rectifiers SKD 50. [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <<http://descargas.cetronic.es/SKD5012.pdf>>
- [7] Datasheet. SEMIKRON, SEMITRANS IGBT Modul SKM 75 GB 123 D. [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/205007/SEMIKRON/SKM75GB123D.html>>
- [8] Datasheet. CONCEPT, Six-pack SCALE Driver 6SD106EI for IGBTs and Power MOSFETs. [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <https://www.power.com/sites/default/files/product_document/data_sheet/6SD106EI.pdf>
- [9] Datasheet. LEM, Current Transconductor LAH 25-NP. [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lah_25-np.pdf>
- [10] Datasheet. LEM, Voltage Transconductor LV 25-P. [online]. [cit. 30.4.2021]. Dostupné z: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf>

Seznam příloh

A) Průběhy z měření rozkmitu momentu v ustáleném stavu

7 stran

B) Programové vybavení řídicího algoritmu (Code Composer Studio)

Příloha v IS EDISON

C) Uživatelské rozhraní (LabView)

Příloha v IS EDISON

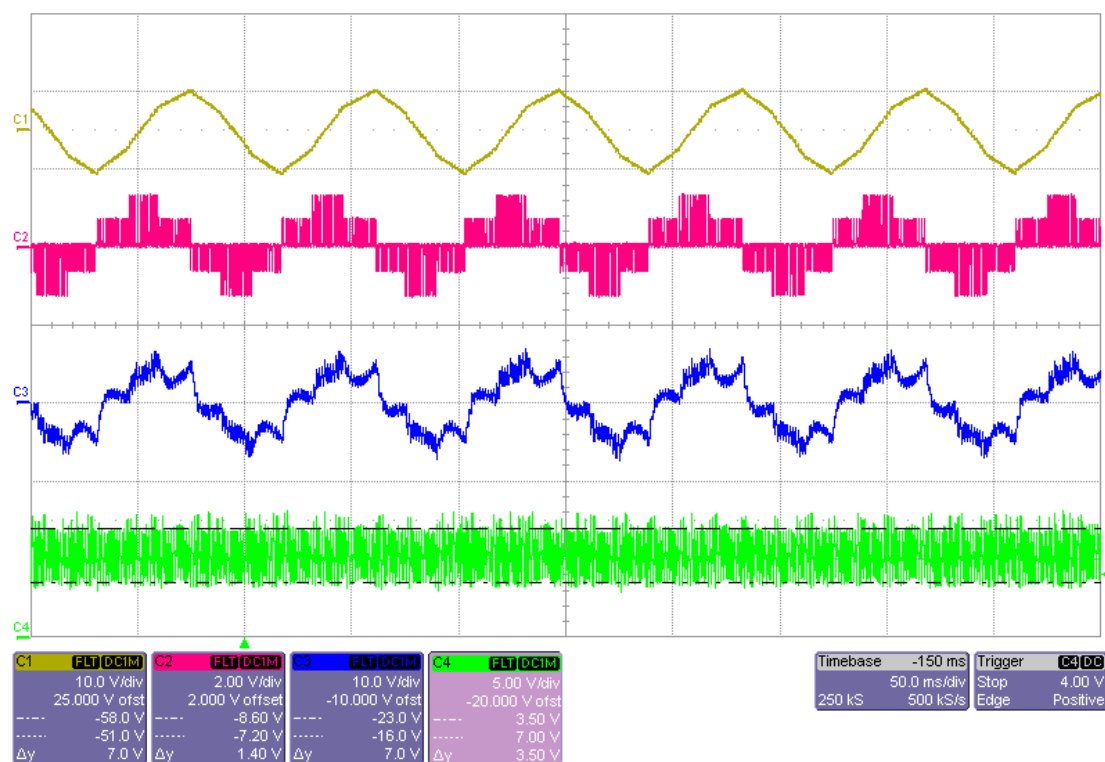
Příloha A

V této příloze jsou umístěny snímky z měření rozkmitu momentu v ustáleném stavu za různých vstupních parametrů, viz *Kap 6.3*.

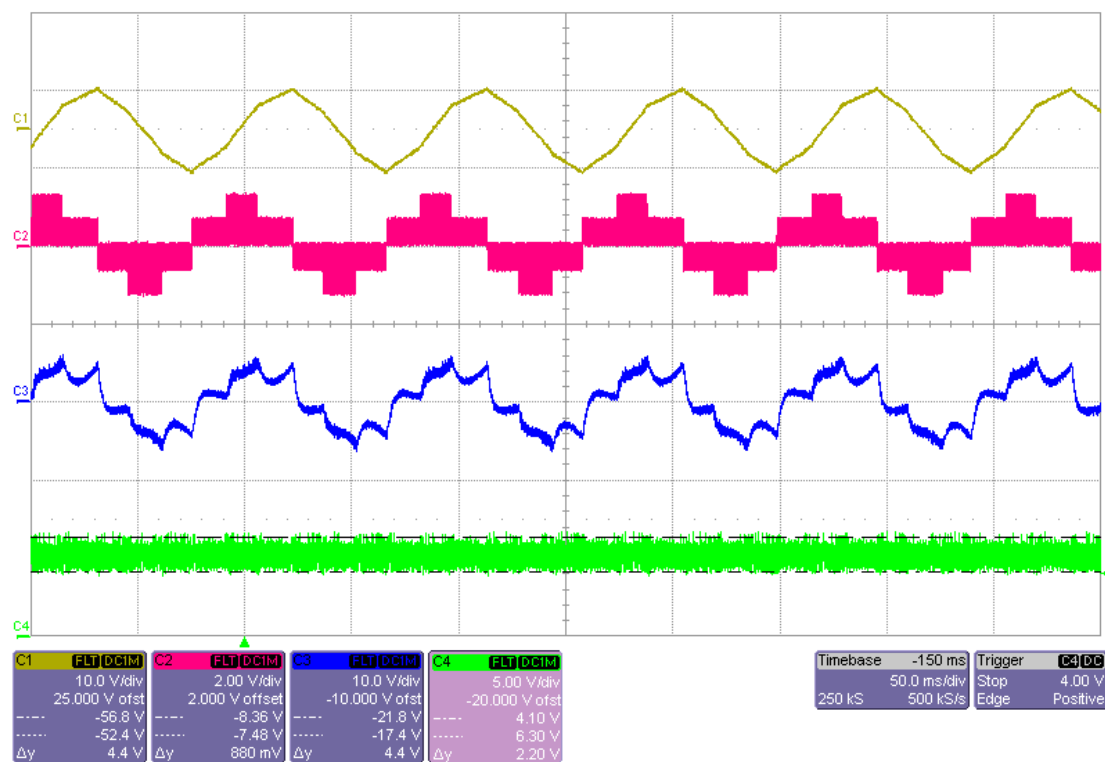
Měření je prováděno včetně vertikálních kurzorů, aby tak bylo možné odečítat hodnotu rozkmitu momentu. Tyto hodnoty jsou uvedeny v *Tab. 11* a *Tab. 12*.

Měřítka zobrazovaných veličin jsou následující:

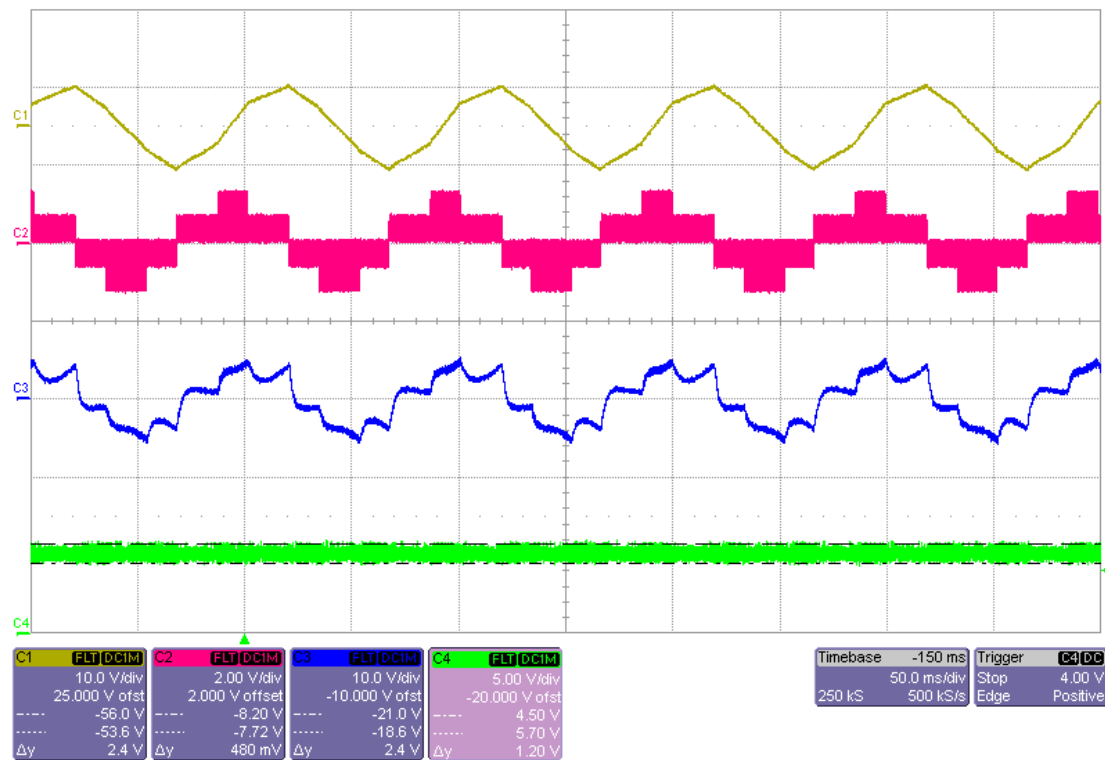
- C1 – $\psi_{1\alpha}$ (1 V = 0,1 Wb)
- C2 – $u_{1\alpha}$ (1 V = 100 V)
- C3 – $i_{1\alpha}$ (1 V = 1 A)
- C4 – M_{out} (1 V = 1 Nm)



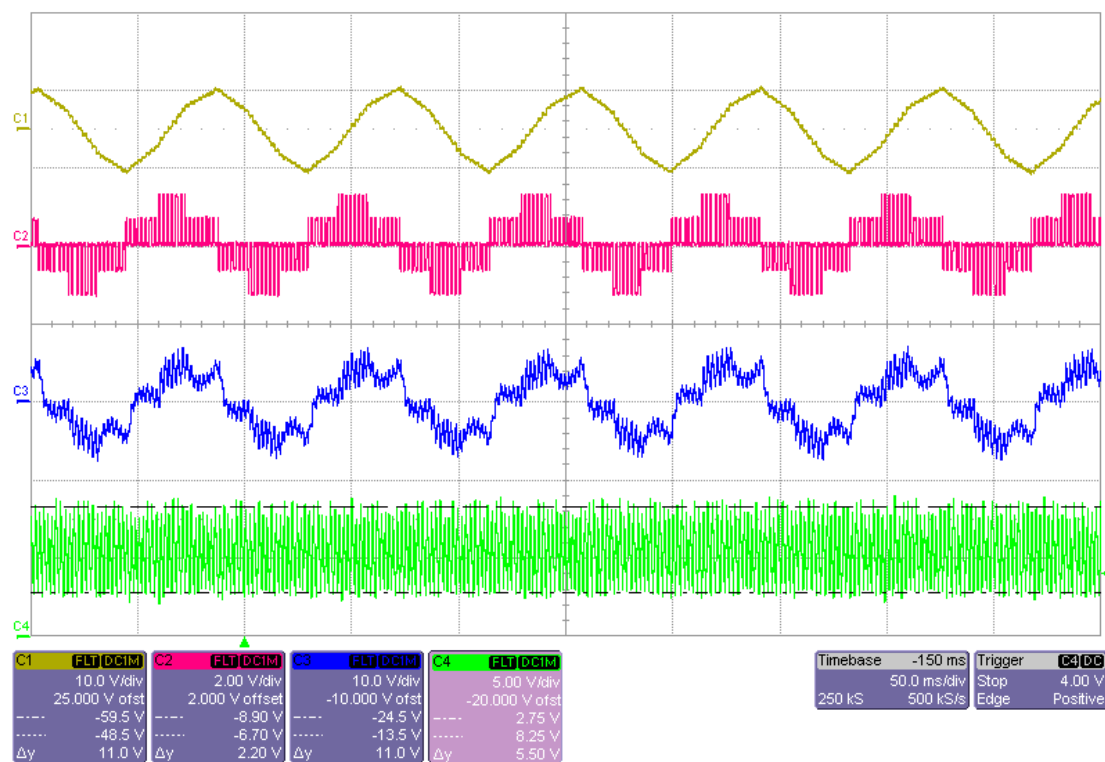
Obr. A-1: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5$ Wb, $M_z = 5$ Nm, $f_{VZ} = 5$ kHz, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



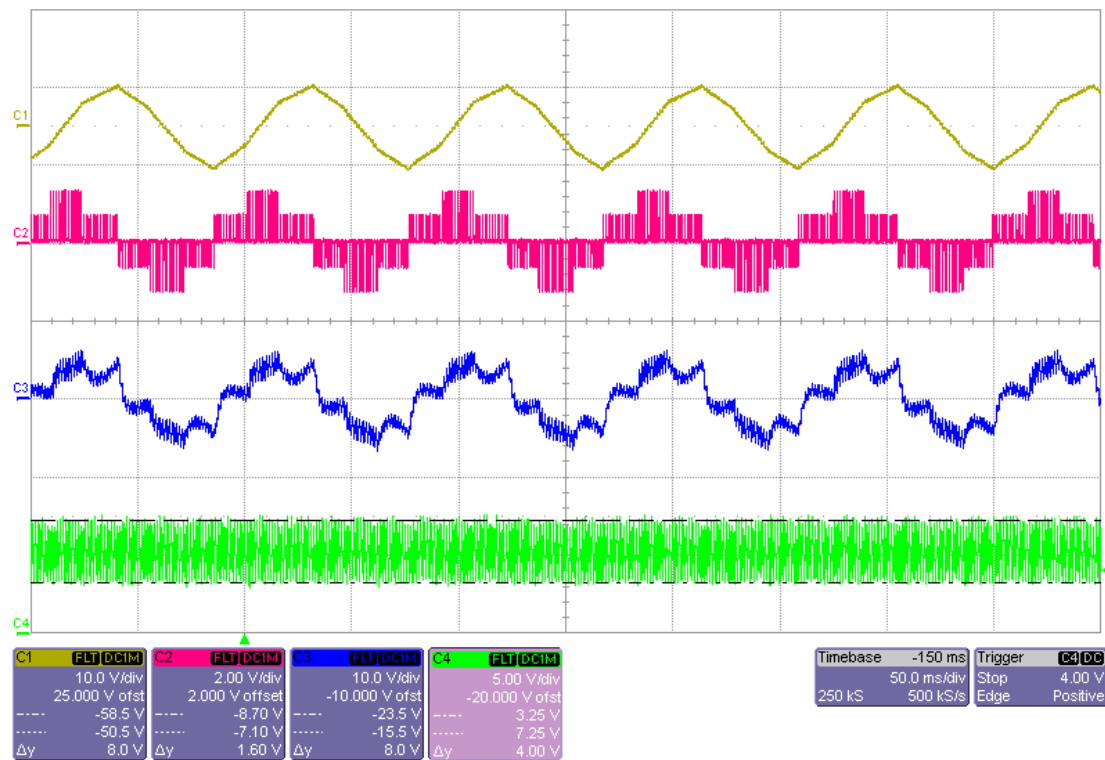
Obr. A-2: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



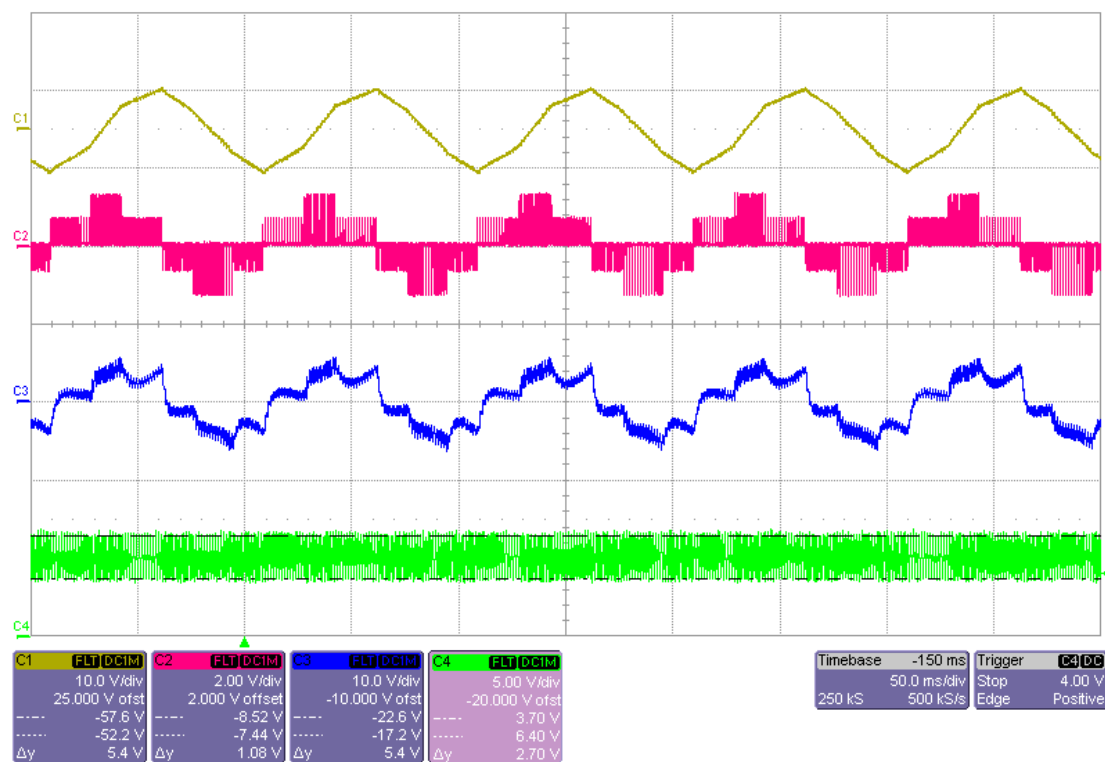
Obr. A-3: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



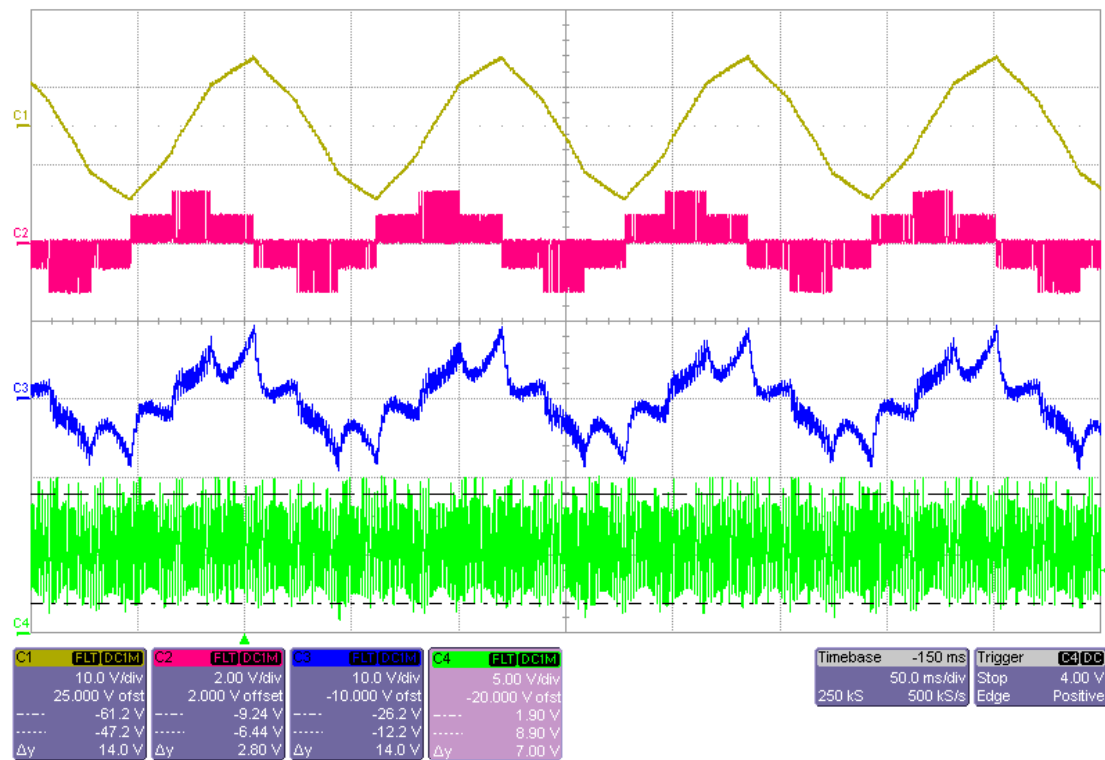
Obr. A-4: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 5 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



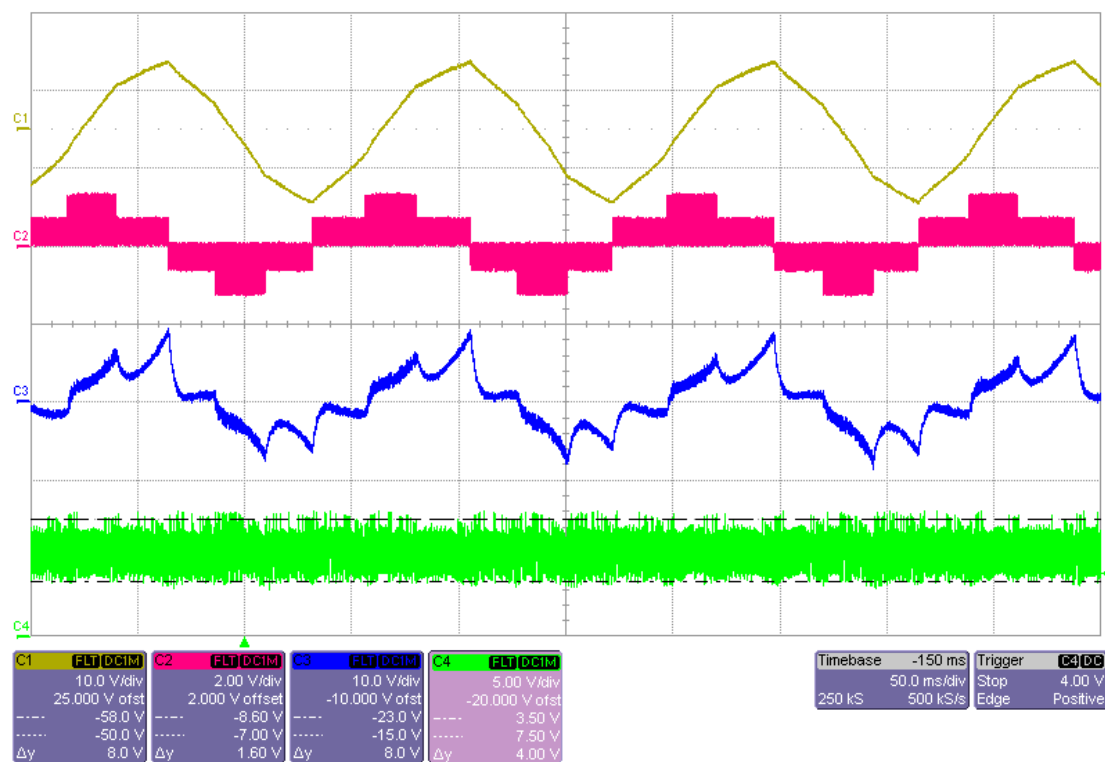
Obr. A-5: Ustálený stav, $\psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



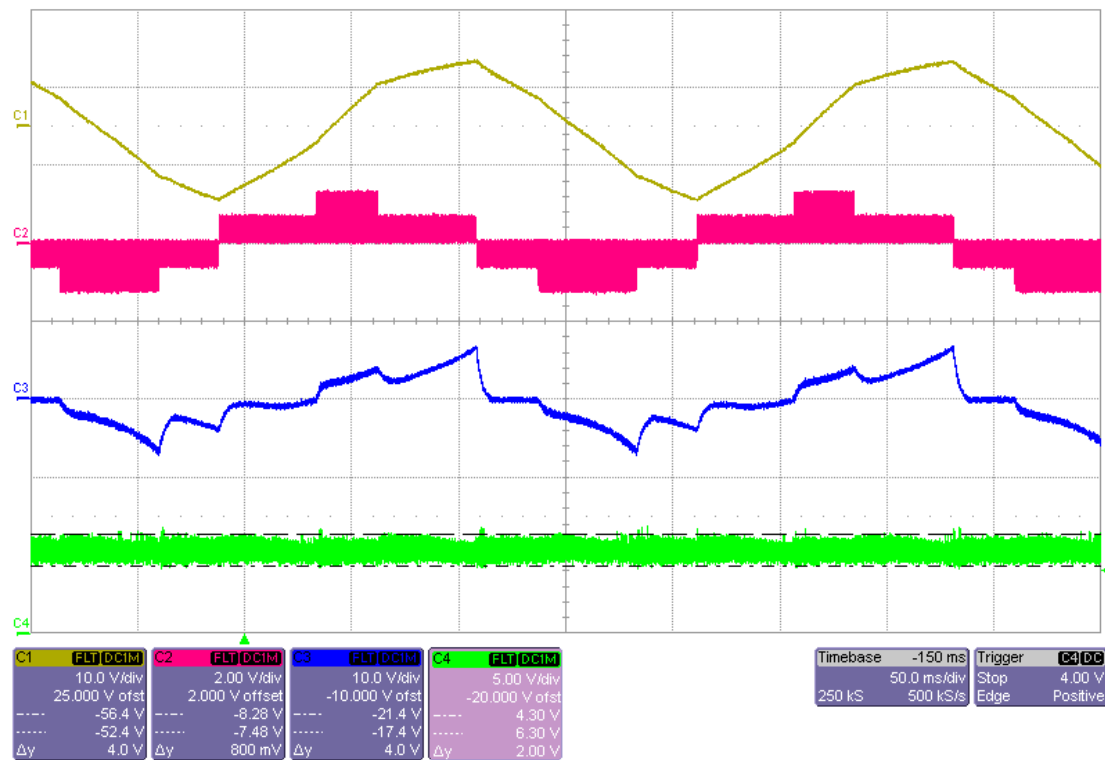
Obr. A-6: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,5 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



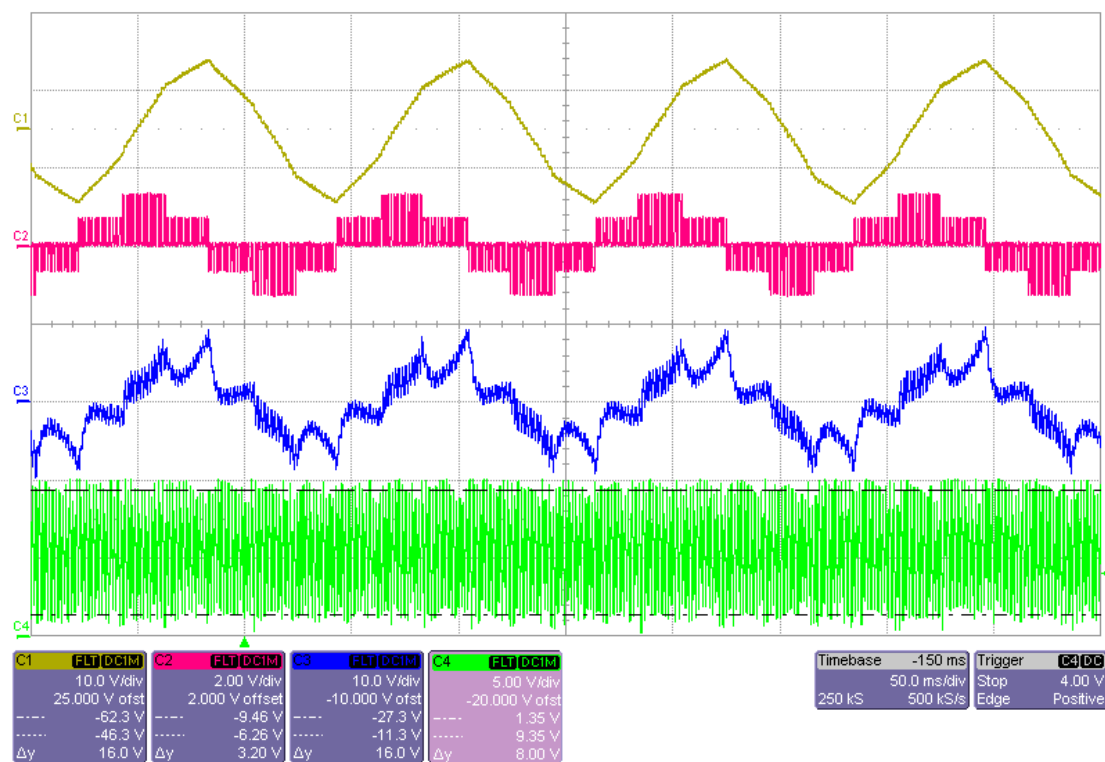
Obr. A-7: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 5 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



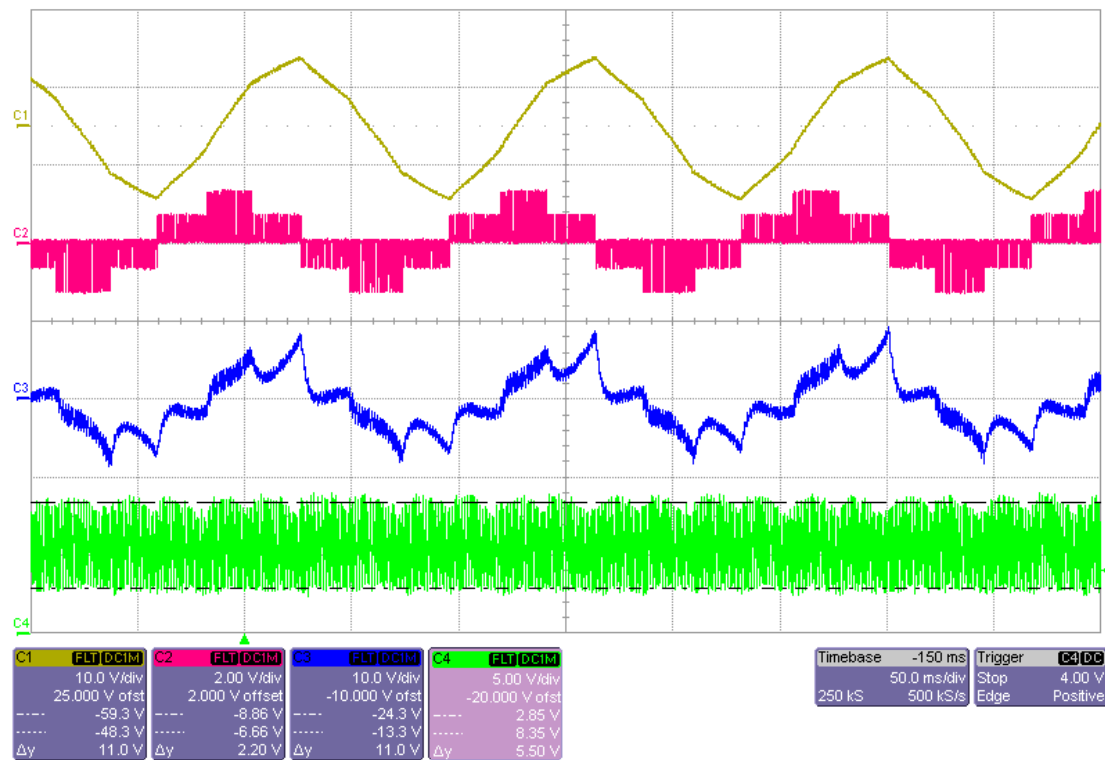
Obr. A-8: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{VZ} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



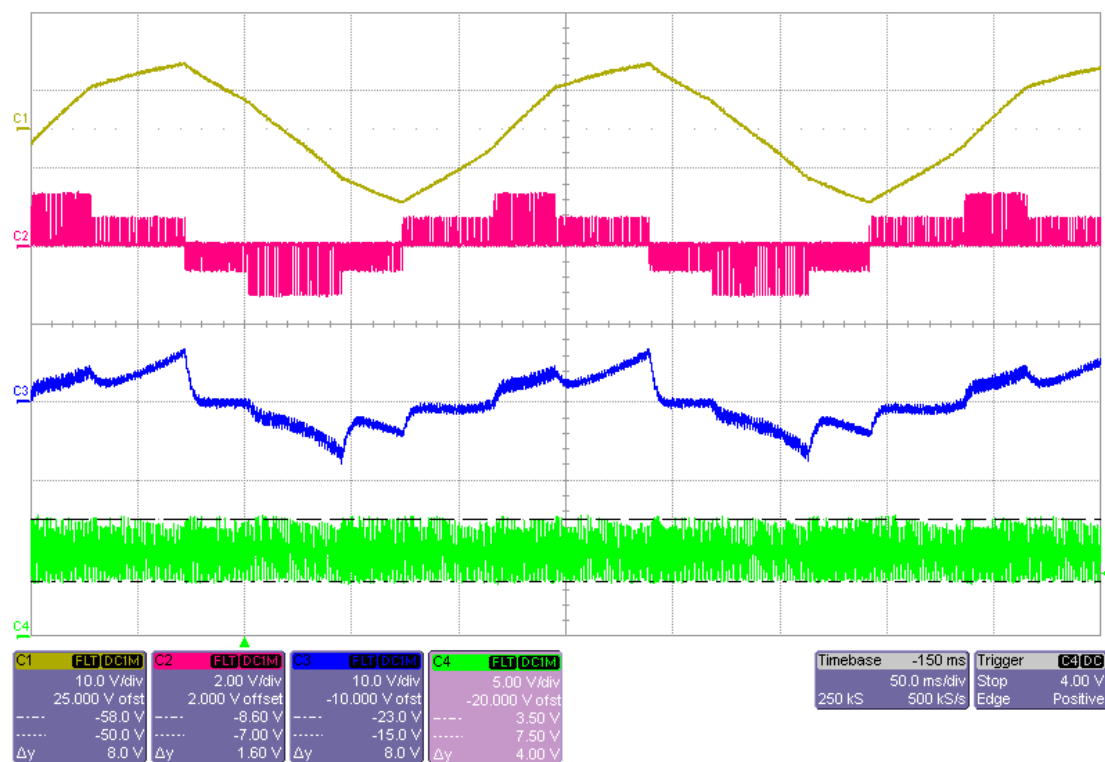
Obr. A-9: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{VZ} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 0 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. A-10: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 5 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. A-11: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 10 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
(C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})



Obr. A-12: Ustálený stav, $\Psi_z = 0,87 \text{ Wb}$, $M_z = 5 \text{ Nm}$, $f_{vz} = 20 \text{ kHz}$, Hystereze momentu = 1 Nm
 (C1 – $\psi_{1\alpha}$, C2 – $u_{1\alpha}$, C3 – $i_{1\alpha}$, C4 – M_{out})